

**PENGEMBANGAN *BIOELECTRICAL IMPEDANCE SPECTROMETER*  
(BIS) YANG BEKERJA SECARA CEPAT DENGAN FASILITAS BODE  
DAN NYQUIST PLOT**

**TESIS**



**Oleh  
BELLA PITALOKA  
NIM. 166090300011007**

**PROGRAM STUDI S2 FISIKA  
MINAT FISIKA INSTRUMENTASI**

**PROGRAM PASCASARJANA  
FAKULTAS MATEMATIKA DAN ILMU PENGETAHUAN ALAM  
UNIVERSITAS BRAWIJAYA  
MALANG  
2019**

# **TESIS**

## **PENGEMBANGAN *BIOELECTRICAL IMPEDANCE SPECTROMETER* (BIS) YANG BEKERJA SECARA CEPAT DENGAN FASILITAS BODE DAN NYQUIST PLOT**

**Oleh  
BELLA PITALOKA  
NIM. 166090300011007**

**Telah dipertahankan di depan penguji  
Pada tanggal 30 Desember 2019  
dan dinyatakan LULUS**

**Menyetujui,  
KOMISI PEMBIMBING**

**Ketua**

**Anggota**

**Dr. Eng. Didik R. Santoso, M.Si**  
**NIP. 196906101994021001**

**Chomsin S. Widodo, S.Si., M.Si., Ph.D**  
**NIP. 196910201995121002**

**Mengetahui  
Ketua Program Studi S2 Fisika**

**Mauludi Ariesto Pamungkas, S.Si., M.Si., Ph.D**  
**NIP. 197304122000031013**

## **IDENTITAS TIM PENGUJI**

### **JUDUL TESIS:**

**PENGEMBANGAN *BIOELECTRICAL IMPEDANCE SPECTROMETER* (BIS) YANG BEKERJA SECARA CEPAT DENGAN FASILITAS BODE DAN NYQUIST PLOT**

Nama Mahasiswa : Bella Pitaloka  
NIM : 166090300011007  
Program Studi : S2 Fisika  
Minat : Instrumentasi

### **KOMISI PEMBIMBING**

Ketua : Dr. Eng. Didik R. Santoso, M.Si  
Anggota : Chomsin S. Widodo, S.Si., M.Si., Ph.D

### **TIM DOSEN PENGUJI**

Dosen Penguji 1 : Drs. Hari A. Dharmawan, M.Eng., Ph.D.  
Dosen Penguji 2 : Dr.rer.nat. Abdurrouf, S.Si., M.Si.

Tanggal Ujian : 30 Desember 2019  
SK Penguji :

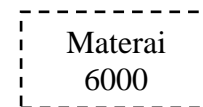
## **PERNYATAAN ORISINALITAS**

Saya menyatakan dengan sebenar-benarnya bahwa sepanjang pengetahuan saya, di dalam naskah Tesis ini tidak terdapat karya ilmiah yang pernah diajukan oleh orang lain untuk memperoleh gelar akademik di suatu Perguruan Tinggi, dan tidak terdapat karya atau pendapat yang pernah ditulis atau diterbitkan oleh orang lain, kecuali yang secara tertulis dikutip dalam naskah ini dan disebutkan dalam sumber kutipan dan daftar pustaka.

Apabila ternyata di dalam naskah tesis ini dapat dibuktikan terdapat unsur-unsur jiplakan (plagiat) tesis, saya bersedia Tesis (MAGISTER) dibatalkan, serta diproses dengan peraturan perundang-undangan yang berlaku.

Malang, 30 Desember 2019

Mahasiswa



Bella Pitaloka

NIM. 166090300011007

## **RIWAYAT HIDUP PENULIS**

Penulis bernama lengkap Bella Pitaloka lahir di Blitar pada 12 Agustus 1995. Penulis mengawali jenjang pendidikan akademik di TK Pertiwi Plosorejo, Kec. Kademangan Kab. Blitar pada tahun 1999. Pada tahun 2001 penulis melanjutkan pendidikan di SDN Plosorejo 2 Kab. Blitar hingga tahun 2006. Selanjutnya, penulis menyelesaikan pendidikan di SMPN 3 Kota Blitar pada tahun 2009, kemudian dilanjutkan ke SMAN 3 Kota Blitar hingga 2012. Penulis melanjutkan pendidikan S1 di Universitas Brawijaya Malang pada jurusan Fisika dengan program studi Instrumentasi pada tahun 2012 dan lulus pada tahun 2016. Pada tahun 2017 penulis melanjutkan pendidikan S2 pada program studi Ilmu Fisika Fakultas MIPA Universitas Brawijaya Malang.

Malang, 30 Desember 2019  
Mahasiswa

Bella Pitaloka  
NIM. 166090300011007

## UCAPAN TERIMA KASIH

Penulis mengucapkan terima kasih kepada:

1. Bapak Dr. Eng. Didik R. Santoso, M.Si selaku dosen pembimbing I atas waktu dan bimbingan serta motivasi yang telah diberikan selama pengerjaan tesis ini.
2. Bapak Chomsin S. Widodo, S.Si, M.Si, Ph.D selaku dosen pembimbing II atas waktu dan bimbingan yang telah diberikan selama pengerjaan tesis ini.
3. Bapak Mauludi A. Pamungkas, Ph.D selaku Ketua Program Studi S2 Fisika, Program Pascasarjana FMIPA Universitas Brawijaya.
4. Bapak Drs. Hari A. Dharmawan, M.Eng., Ph.D., dan Bapak Dr.rer.nat Abdurrouf, S.Si, M.Si selaku dosen penguji atas saran yang telah diberikan.
5. Bapak Imam Arifin, Ibu Supatni, Mbah dan seluruh keluarga besar yang selalu memberikan dukungan semangat serta doa selama ini.
6. Bapak dan Ibu dosen jurusan Fisika Universitas Brawijaya yang telah memberikan ilmunya.
7. Teman-teman Laboratorium MCS Universitas Brawijaya atas bantuan selama penelitian.
8. Teman-teman magister Fisika atas kebersamaannya selama ini.
9. Semua pihak yang telah banyak membantu secara langsung maupun tidak langsung selama penelitian.

Malang, 30 Desember 2019

Mahasiswa

Bella Pitaloka

NIM. 166090300011007

## ***ACKNOWLEDGEMENT***

Penelitian ini biyai oleh Direktorat Riset dan Pengabdian Masyarakat, Direktorat Jenderal Penguatan Riset dan Pengembangan Kementrian Riset, Teknologi, dan Pendidikan Tinggi dengan judul “Evaluasi Eksperimental Mekanisme Kerusakan Jaringan Sel Akibat Terkontaminasi Zat Beracun dan Paparan Radiasi Menggunakan Parameter Dispersi Impedansi Kelistrikannya” sesuai dengan kontrak penelitian nomor: 167/SP2H/LT/DRPM/2019, tanggal 11 Maret 2019.

**PENGEMBANGAN *BIOELECTRICAL IMPEDANCE SPECTROMETER*  
(BIS) YANG BEKERJA SECARA CEPAT DENGAN FASILITAS BODE  
DAN NYQUIST PLOT**

**ABSTRAK**

Parameter impedansi dalam bahan biologis dapat menjadi salah satu indikator klinis untuk menentukan karakteristik suatu bahan biologis. Dalam penelitian ini dibuat sistem pengukuran impedansi listrik berbasis impedansi bioelektrik spektrometer. Sistem ini terdiri dari pengukuran elektroda, sumber arus AC terkontrol, pemrosesan data dan *software* penampil. Sumber arus AC dapat bekerja dengan frekuensi dari 100 Hz hingga 100 kHz dengan nilai arus yang dapat dikontrol melalui PC. Akuisisi data dilakukan menggunakan ADC mikrokontroler dan GPD (*gain and phase detector*) AD8302. AD8302 digunakan untuk mendeteksi perbedaan amplitudo dari referensi dan bahan uji dengan kisaran -30dB hingga 30dB, serta perbedaan fase dari -90 derajat hingga 90 derajat. Data yang telah diproses oleh mikrokontroler dikirim ke perangkat lunak untuk diproses. Nilai impedansi dan fase dihitung secara otomatis oleh perangkat lunak. Data ditampilkan dalam bentuk plot Bode dan plot Nyquist. Hasil penelitian menunjukkan bahwa sistem yang dikembangkan mampu membedakan perubahan konsentrasi larutan asam yang dicampur dalam air mineral. Hanya sekitar 1 menit waktu yang dibutuhkan untuk melakukan proses pengukuran.



**DEVELOPMENT OF BIOELECTRICAL IMPEDANCE  
SPECTROMETER (BIS) FAST WORKED WITH BODE AND NYQUIST  
PLOT FACILITIES**

***ABSTRACT***

Impedance parameters in biological material become a clinical indicator to determine whether a biological material is healthy or not in terms of cell damage based on the value of impedance. In this research, an electrical impedance measurement system based on bioelectrical impedance spectrometer has been made. The system consists of measuring electrodes, controlled AC current sources, data processing and display software. The AC current source can work with frequency from 100 Hz to 100 kHz with a current value that can be controlled via a PC. Data acquisition is made using a microcontroller, ADC and AD8302 GPD. AD8302 is used to detect differences in amplitude from references and test materials with range of -30dB to 30dB, as well as phase differences from -90 degrees to 90 degrees. Data that has been processed by the microcontroller is sent to the software for processing. Impedance and phase values are calculated automatically by the software. Data is displayed in the form of Bode plot and Nyquist plot. The experimental results show that the developed system is able to distinguish changes in the concentration of acid mixed in mineral water. It's only about 1 minute to do measurement process.

## KATA PENGANTAR

Syukur Alhamdulillah penulis haturkan kehadiran Allah SWT yang telah melimpahkan Rahmat dan Hidayah-Nya, sehingga penulis dapat menyelesaikan tesis yang berjudul “**Pengembangan *Bioelectrical Impedance Spectrometer* (BIS) Yang Bekerja Secara Cepat Dengan Fasilitas Bode Dan Nyquist Plot**” dengan baik.

Penulis menyadari bahwa penyusunan tesis ini masih jauh dari sempurna. Oleh karena itu pendapat, kritik, dan saran yang sifatnya membangun sangat diperlukan untuk perbaikan tesis ini. Semoga segala yang tertulis dalam tesis ini dapat bermanfaat untuk dipahami bagi penulis dan semua orang yang membacanya serta dapat dikembangkan sesuai dengan kemajuan ilmu pengetahuan.

Malang, 30 Desember 2019

Penulis

## DAFTAR ISI

<b>IDENTITAS TIM PENGUJI .....</b>	<b>iii</b>
<b>PERNYATAAN ORISINALITAS.....</b>	<b>iv</b>
<b>RIWAYAT HIDUP PENULIS.....</b>	<b>v</b>
<b>UCAPAN TERIMA KASIH.....</b>	<b>vi</b>
<b>ACKNOWLEDGEMENT .....</b>	<b>vii</b>
<b>ABSTRAK .....</b>	<b>viii</b>
<b>ABSTRACT .....</b>	<b>ix</b>
<b>KATA PENGANTAR.....</b>	<b>x</b>
<b>DAFTAR ISI.....</b>	<b>xi</b>
<b>DAFTAR GAMBAR.....</b>	<b>xiii</b>
<b>DAFTAR TABEL.....</b>	<b>xv</b>
<b>DAFTAR LAMPIRAN .....</b>	<b>xvi</b>
<b>BAB I PENDAHULUAN.....</b>	<b>1</b>
1.1 Latar Belakang.....	1
1.2 Perumusan Masalah.....	6
1.3 Tujuan Penelitian.....	7
1.4 Manfaat Penelitian.....	7
<b>BAB II TINJAUAN PUSTAKA.....</b>	<b>8</b>
2.1 Impedansi Listrik.....	8
2.2 Model Rangkaian Ekuivalen Bahan Biologis.....	10
2.3 Bode dan Nyquist Plot.....	16
2.4 Elektroda IDT (Interdigital Transducer) .....	20
2.5 BIS ( <i>Bioelectrical Impedance Spectrometer</i> ).....	22
2.6 Sinyal Generator .....	24
2.7 DDS AD9850 ( <i>Direct Digital Synthesizer</i> ) .....	25
2.8 Sumber Arus AC .....	28
2.9 Gain dan Phase Detector.....	32
<b>BAB III KERANGKA KONSEP PENELITIAN .....</b>	<b>37</b>

3.1	Kerangka Konsep Pemikiran .....	37
3.2	Variabel Penelitian.....	40
<b>BAB IV METODE PENELITIAN .....</b>		<b>42</b>
4.1	Waktu Dan Tempat Penelitian.....	42
4.2	Desain Sistem .....	42
4.3	Desain Elektroda IDT .....	44
4.4	Desain Sumber Arus .....	45
4.4.1	Desain Sinyal Generator.....	46
4.4.2	Desain V-I Konverter .....	48
4.5	Desain Pengkondisi Sinyal .....	50
4.6	Desain <i>Gain Phase Detector</i> .....	52
4.7	Desain Pemroses Sinyal.....	55
4.8	Pengujian Sistem Secara Keseluruhan.....	56
4.9	Metode Pengukuran Impedansi Listrik Berbasis BIS.....	57
<b>BAB V PEMBAHASAN .....</b>		<b>58</b>
5.1	Hasil Rancangan BIS ( <i>Bioelectrical Impedance Spectrometer</i> ).....	58
5.1.1	Sinyal Generator.....	60
5.1.2	Hasil Pengembangan Software DAQ .....	61
5.2	Pengujian Menggunakan Rangkaian RC Pararel.....	62
5.3	Perbandingan BIS-DAQ dengan Perhitungan Teori .....	65
5.4	Pengujian Menggunakan Bahan Uji dengan Beda Konsentrasi Larutan.....	68
<b>BAB VI KESIMPULAN DAN SARAN.....</b>		<b>72</b>
6.1	Kesimpulan.....	72
6.2	Saran .....	72
<b>DAFTAR PUSTAKA .....</b>		<b>73</b>
<b>LAMPIRAN.....</b>		<b>78</b>

## DAFTAR GAMBAR

Gambar 2. 1	Skematik dasar sifat listrik dari membran plasma. Rangkaian yang menunjukkan kapasitansi membran dan resistansi membran secara paralel satu sama lain (Goetz and Wilms, 2015). ....	13
Gambar 2. 2	Rangkaian Ekuivalen Randles .....	14
Gambar 2. 3	Representasi ideal dari permitivitas dan konduktivitas jaringan biologis sebagai fungsi frekuensi. Tiga daerah relaksasi $\alpha$ , $\beta$ , $\gamma$ , dicirikan oleh pusat frekuensi $F$ , dan variasi permitivitas $\Delta\epsilon$ (El Hasni <i>et al.</i> , 2017) .....	15
Gambar 2. 4	Spektrum impedansi sederhana (a) Nyquist plot yang diperoleh dari data impedansi. dan (b) Pemodelan rangkaian paralel RC tunggal yang bersesuaian dengan gambar a (Syahril, 2012) .....	17
Gambar 2. 5	Nyquist Plot dari <i>Electrical Impedance System</i> sederhana .....	17
Gambar 2. 6	Bode Plot dari <i>Electrical Impedance System</i> sederhana.....	20
Gambar 2. 7	Gambar sebuah elektroda medan <i>fringing</i> dapat divisualisasikan sebagai: (a) kapasitor paralel-pelat yang (b) elektroda terbuka untuk menyediakan (c) akses satu sisi ke MUT (Mamishhev <i>et al.</i> , 2004)21	
Gambar 2. 8	Garis medan listrik pada konfigurasi jarak antar elektroda (Mamishhev <i>et al.</i> , 2004).....	22
Gambar 2. 9	DDS AD9850 .....	25
Gambar 2. 10	Konfigurasi Pin DDS AD9850 .....	26
Gambar 2. 11	Rangkaian Howland Current Source .....	29
Gambar 2. 12	<i>Howland Current Source</i> termodifikasi (Batra and Kapoor, 2012) .....	31
Gambar 2. 13	Sistem Minimum AD8302 GPD .....	34
Gambar 2. 14	Karakteristik ideal untuk pengukuran <i>Gain and Phase</i> dengan menggunakan AD8302.....	35
Gambar 3. 1	Kerangka Konsep Pemikiran.....	41
Gambar 4. 1	Desain sistem secara keseluruhan .....	43
Gambar 4. 2	Blok Diagram Sumber Arus .....	46
Gambar 4. 3	Skematik Modul DDS AD9850.....	47

Gambar 4. 4	Konfigurasi <i>signal generator</i> berbasis AD9850 dengan Mikrokontroler .....	48
Gambar 4. 5	Skematik Rangkaian V-I <i>Converter</i> Berbasis Howland Termodifikasi .....	50
Gambar 4. 6	Rangkaian pengkondisi sinyal .....	52
Gambar 4. 7	Skematik rangkaian AD8302 untuk pengukuran Gain-Phase .....	53
Gambar 4. 8	Konfigurasi AD8302 dengan Mikrokontroler sebagai Pemroses Sinyal .....	55
Gambar 5. 1	Hasil PCB dari BISDAQ .....	59
Gambar 5. 2	Pengujian bentuk sinyal keluaran AD9850 dengan frekuensi 1000Hz .....	60
Gambar 5. 3	Pengujian keluaran nilai tegangan AD9850 dengan rentang frekuensi 100Hz-1MHz .....	61
Gambar 5. 4	Antarmuka <i>software</i> DAQ .....	62
Gambar 5. 5	a. Bode Plot (Impedansi) Pengukuran RC Pararel, b. Bode Plot (Fase) Pengukuran RC Pararel .....	63
Gambar 5. 6	Plot Nyquist rangkaian RC Pararel ( $R=5.6k\Omega$ , $C=1nF$ ) .....	64
Gambar 5. 7	Perbandingan Plot Impedansi-Frekuensi BIS-DAQ dan Teori pada penggunaan RC Pararel ( $R=5.6k\Omega$ , $C=1nF$ ) .....	66
Gambar 5. 8	Perbandingan Plot Fase-Frekuensi BIS-DAQ dan Teori pada penggunaan RC Pararel ( $R=5.6k\Omega$ , $C=1nF$ ) .....	67
Gambar 5. 9	Bode plot nilai impedansi dari bahan uji perbedaan konsentrasi air mineral dan yakult .....	68
Gambar 5. 10	Bode plot nilai beda fase dari bahan uji perbedaan konsentrasi air mineral dan yakult .....	69
Gambar 5. 11	Nyquist Plot dengan bahan uji perbedaan konsentrasi air mineral dan yakult .....	70
Gambar 5. 12	Nyquist Plot dengan bahan uji yakult .....	71

## DAFTAR TABEL

Tabel 2. 1	Elemen rangkaian terhadap nilai impedansi .....	9
Tabel 2. 2	Konfigurasi Pin <i>DDS</i> AD9850 .....	26
Tabel 2. 3	<i>Absolute Maximum Ratings</i> .....	36
Tabel 4. 1	Konfigurasi elektroda IDT dan spesifikasi geometri.....	45
Tabel 5. 1	Perbandingan pengukuran komponen resistor dan kapasitor .....	65

## DAFTAR LAMPIRAN

Lampiran 1	Hasil pembuatan pengukur impedansi listrik berbasis BIS (BIS-DAQ) dan cara pemasangan alat untuk melakukan pengukuran...	78
Lampiran 2	Hasil pengukuran menggunakan BIS-DAQ pada rangkaian RC Pararel ( $R=5.6k\Omega$ dan $C=1nF$ ) .....	79
Lampiran 3	Tes Pengukuran BIS-DAQ vs Perhitungan Teori pada rangkaian RC Pararel ( $R=5.6k\Omega$ $C=1nF$ ) .....	82
Lampiran 4	Hasil pengukuran konsentrasi larutan (Yakult dan Air Mineral (1mL)).....	85
Lampiran 5	<i>Screenshot</i> program Mikrokontroler .....	89
Lampiran 6	<i>Screenshot</i> program Penampil (Delphi 7) .....	90
Lampiran 7	<i>Datasheet</i> DDS AD9850 .....	91
Lampiran 8	<i>Datasheet</i> AD8302 .....	95
Lampiran 9	Publikasi Jurnal 1 .....	100
Lampiran 10	Publikasi Jurnal 2 .....	101
Lampiran 11	Sertifikat Bebas Plagiasi.....	102



# **BAB I**

## **PENDAHULUAN**

### **1.1 Latar Belakang**

Spektroskopi impedansi listrik (EIS) adalah teknik pengukuran yang dapat digunakan dalam berbagai aplikasi, seperti analisis mikrobiologis (Ramírez et al., 2009), kualitas produk makanan (Grossi et al., 2011), pemantauan korosi (Grossi et al., 2011), karakterisasi elektrolit (Iqbal and Rafiuddin, 2016) dan analisis jaringan tubuh manusia (Clemente et al., 2014), identifikasi kandungan glukosa (Ferrante do Amaral and Wolf, 2008) dan kolesterol (Szwacki, Lisowska-Oleksiak and Szpakowska, 2006; Aghaei, Milani Hosseini and Najafi, 2010). Metode EIS juga dapat digunakan untuk identifikasi sel-sel kanker dari sel darah normal (Polevaya et al., 1999; Han, Han and Frazier, 2006), serta kerusakan darah akibat disimpan dalam waktu yang lama (Hayashi et al., 2008). Berdasarkan penelitian (Zhang et al., 2018) yang mengkorelasikan perilaku proliferasi (memperbanyak/membelah diri) sel dengan kurva *normalized impedance* (NI) yang mendapatkan hasil bahwa perubahan nilai NI bisa menjadi hasil dari perbedaan perilaku proliferasi sel. Dengan menggunakan dua sel yang berbeda didapatkan hasil pengukuran NI dan jumlah sel yang menunjukkan trendline yang sama. Hasil pengukuran EIS sebanding dengan hasil analisis mikroskopis, menunjukkan bahwa EIS adalah metode yang dapat diandalkan untuk memantau perilaku kuantitatif sel.

Spektroskopi impedansi telah banyak diterapkan dalam elektrokimia dan ilmu material dalam beberapa tahun terakhir. Dalam teknik kimia, EIS merupakan teknik *non-invasif* untuk mengidentifikasi proses kompleks seperti pemantauan reaksi kimia dan perubahan komposisi dan bentuk. EIS juga dapat diterapkan untuk

mengukur respon dielektrik dan konduktivitas bahan (Xu, Zhang and Zheng, 2009). Spektroskopi impedansi listrik dapat digunakan untuk mendeteksi peristiwa pengikatan imunologis seperti pengikatan antibodi yang terjadi pada permukaan elektroda. Teknik ini diterapkan pada studi sel toksikologi, memantau perubahan gerakan sel dan morfologinya (Keese, 1996).

Sistem spektroskopi impedansi listrik terdiri dari dua bagian. Pertama adalah sensor/elektroda, metode spektroskopi impedansi listrik adalah dengan memberikan sinyal AC (bisa arus maupun tegangan) kecil ke dalam sampel/bahan uji dengan menggunakan dua atau lebih elektroda yang geometri diketahui (Huang, 2013). Yang kedua merupakan *impedance analyzer*, sinyal AC yang telah dilewatkan ke bahan uji dalam rentang frekuensi tertentu diukur nilainya oleh *impedance analyzer*; hasil pengukuran tegangan kompleks dan nilai arus yang melewati bahan uji pada elektroda kemudian diekstraksi untuk menghasilkan spektrum impedansi. Spektroskopi impedansi listrik mengukur sifat resistansi dan kapasitansi suatu bahan melalui penerapan sinyal eksitasi AC sinusoidal. Spektrum impedansi diperoleh dengan memvariasikan frekuensi pada rentang yang ditentukan. Kapasitansi dan resistansi sistem yang diukur kemudian dapat dihitung dengan mengukur respon fasenya. Spektrum impedansi dapat dihasilkan dan analisis spektrum selanjutnya menghasilkan informasi yang berguna tentang sifat fisikokimia material.

Dalam pengukuran impedansi listrik, elektroda, reaksi kimia, adsorpsi (suatu proses yang terjadi ketika suatu fluida (cairan maupun gas) terikat kepada suatu padatan dan akhirnya membentuk suatu film (lapisan tipis) pada permukaan padatan tersebut) dan difusi (peristiwa mengalirnya/berpindahannya suatu zat dalam

pelarut dari bagian berkonsentrasi tinggi ke bagian yang berkonsentrasi rendah), semuanya berperan dalam menentukan nilai impedansi. Impedansi dinyatakan dalam bilangan kompleks yang terdiri atas resistansi sebagai komponen real dan kombinasi kapasitansi dan induktansi sebagai komponen imajiner. Konsep bioelektrik umumnya mencakup fenomena listrik dalam tubuh makhluk hidup. Sifat-sifat impedansi sel biologis biasanya digunakan untuk meneliti sel-sel itu sendiri atau status kesehatan tubuh. Sebagai metode non-invasif, pengukuran impedansi dapat secara otomatis memberikan hasil yang sensitif dan kuantitatif. Keunggulan ini membuat pengukuran impedansi digunakan secara luas untuk mempelajari sel, terutama untuk analisis hidup sel dan pemantauan hidup sel jangka panjang (Xu et al., 2016).

Dalam rekayasa biomedis, EIS berfungsi sebagai metode *non-invasif* untuk mempelajari karakteristik jaringan (Ristic, Kun and Peura, 1997), sel (Zheng et al., 2007) dan DNA (Velusamy et al., 2009). Sebagian besar studi ini berfokus pada pembuatan biosensor dan menggunakan *impedance analyzer* komersial untuk mendapatkan spektrum impedansi. Untuk mengurangi dampak yang disebabkan oleh kabel penghubung dan meningkatkan portabilitas, beberapa penelitian (Yang, Rairigh and Mason, 2007)(Mamishhev et al., 2004) membuat susunan biosensor di atas sebuah chip atau mengintegrasikan biosensor dan menganalisis rangkaian pada satu papan PCB. Analisis rangkaian bertujuan untuk meningkatkan sensitivitas dan rentang frekuensi sistem. Untuk beberapa aplikasi (misalnya dalam pengukuran sel yang mana sel dapat berubah dengan cepat) diperlukan alat pengukur yang mampu bekerja secara real-time dan pengukuran yang cepat.

*Bioelectrical Impedance Spectroscopy* (BIS) merupakan metode untuk menganalisis sifat listrik dari bahan biologis dengan menginduksi sinyal listrik bolak-balik pada frekuensi yang berbeda kedalamnya dan mengukur sinyal responnya. Suatu fungsi impedansi berdasarkan frekuensi ditetapkan dan lebih lanjut berhubungan dengan parameter fisik atau sifat bahan dan sistem, untuk tujuan analisis dan evaluasi (Zhao et al., 2017). Konsep dasar yang digunakan pada penggunaan teknik BIS yaitu pengukuran besar impedansi suatu objek. Pengukuran dilakukan dengan cara menginjeksi arus dan mengukur tegangan sesuai dengan prinsip dasar Hukum Ohm pada elektrodanya (Petchmaneelumka, Rerkratn and Kaewpoonsuk, 2009). Dengan demikian, sumber arus menjadi elemen terpenting pada teknik BIS, sehingga besar arus yang diinjeksikan harus bernilai konstan terhadap perubahan impedansi dari objek yang diukur. Sumber arus merupakan sebuah piranti yang dapat mempertahankan nilai arus tanpa terpengaruh oleh besar hambatan pada beban. Dalam membuat sumber arus dapat digunakan metode VCCS (voltage controlled current source) yang bekerja dengan mengontrol tegangan masukannya. Artinya besar arus yang dikeluarkan bergantung juga dari nilai tegangan. Jadi, jika diinginkan nilai arus yang adjustable maka yang dilakukan dengan mengubah besar tegangan masukannya. Pada VCCS arus searah bisa digunakan voltage regulator sebagai sumbernya, sedangkan pada arus bolak-balik biasanya menggunakan sinyal generator. Ada beberapa teknik dalam pembuatan sinyal generator. Teknik tersebut yaitu menggunakan rangkaian RC, menggunakan osilator, menggunakan FPGA (*Field Programmable Gate Array*), dan menggunakan DDS (*Direct Digital Synthesizer*) (Dezhi and Caicheng, 2010). DDS adalah metoda yang sering digunakan karena berbasis sistem digital. Sistem digital memiliki

keunggulan yakni tingkat akurasi dan presisi yang tinggi. Metode DDS adalah sebuah metode untuk menghasilkan sinyal sinus analog yang berubah-ubah terhadap waktu (sinyal AC) dengan menggunakan *Digital to Analog Converter* (DAC). Arus yang diinjeksikan dijaga seminimal mungkin dalam sistem BIS untuk membatasi efeknya pada bahan uji. Pemilihan rentang frekuensi dipilih berdasarkan aplikasinya (biasanya 10Hz-50MHz untuk pengukuran bahan biologis) (Huang, 2013).

Impedansi memiliki informasi magnitudo dan fase. Impedansi listrik dapat didefinisikan sebagai rasio kompleks dari tegangan listrik terhadap arus pada arus bolak-balik. Pada kasus arus DC (dimana frekuensi sama dengan 0), resistansi didefinisikan oleh hukum Ohm:  $V = I \times R$ . berdasarkan hukum Ohm, arus DC dapat diberikan ke suatu rangkaian listrik dan tegangan akan terukur kemudian resistansi dapat dihitung. Namun pada arus AC, dimana arus bolak balik diberikan sebagai fungsi frekuensi, persamaannya menjadi:  $V = I \times |Z|$ . Pada persamaan tersebut, I adalah arus AC yang diberikan dan V adalah tegangan terukur.  $|Z|$  merupakan besarnya impedansi  $\sqrt{(Z')^2 + (Z'')^2}$  atau ekuivalen dengan resistansi AC, yang terukur dalam satuan Ohm. Format umum untuk penyajian data impedansi adalah plot Nyquist dan Bode. Dalam Nyquist Plot, bagian imajiner impedansi ( $Z''$ ) diplot terhadap bagian real ( $Z'$ ) di setiap nilai frekuensinya. Hubungan antara frekuensi (Hz) dan impedansi listrik ( $\Omega$ ) digambarkan dalam Bode Plot.

Pengukuran berbasis BIS membutuhkan waktu yang cukup lama (seringkali hingga berjam-jam) dengan sistem yang diukur harus berada pada kondisi stabil sepanjang waktu yang diperlukan untuk mengukur spektrum BIS. Berdasarkan

penelitian Granot & Rubinsky, pada tahun 2007 dilaporkan bahwa suatu jaringan biologis dapat mengalami perubahan impedansi dengan sangat cepat sampai orde milidetik. Hal tersebut diperkuat oleh penelitian yang dilakukan oleh Aristovich et al., pada tahun 2016 yang meneliti tentang sebaran impedansi pada otak. Berdasarkan penelitian Aristovich et al., pada tahun 2016 aktivitas neural otak dapat berubah-ubah secara cepat yang pada akhirnya akan berdampak pada perubahan impedansi otak secara keseluruhan. Penyebab umum masalah dalam pengukuran dan analisis BIS adalah waktu dalam melakukan pengukuran, *tuning* frekuensi pada umumnya dilakukan dengan mengubah nilai frekuensi satu persatu yang kemudian hasil pengukuran di plot dalam MS Excel atau Matlab dengan memasukkan data hasil pengukuran satu-persatu. Dalam praktiknya, kondisi stabil bisa sulit dicapai seiring dengan waktu perubahan sel dapat berubah melalui adsorpsi larutan, pertumbuhan lapisan oksida, degradasi lapisan, atau perubahan suhu, sehingga pengukuran sel menjadi tidak spesifik. Sistem pengukuran yang dapat bekerja secara cepat dan presisi diperlukan untuk mendapatkan hasil pengukuran impedansi listrik bahan yang lebih akurat. Waktu pengukuran adalah parameter pada beberapa penelitian telah diabaikan dan pada penelitian ini dibuat sistem pengukuran impedansi listrik bahan biologis berbasis *bioelectrical impedance spectroscopy* yang mampu bekerja secara cepat dengan fasilitas bode dan nyquist plot.

## **1.2 Perumusan Masalah**

Berdasarkan latar belakang yang telah diuraikan di atas, maka pokok permasalahan dari penelitian ini adalah

1. Bagaimana mengembangkan sistem *bioelectrical impedance spectrometer* (BIS) yang bekerja secara cepat untuk pengukuran impedansi listrik bahan biologis?
2. Bagaimana mengembangkan *interface* hasil pengukuran impedansi listrik yang memiliki fasilitas Bode dan Nyquist Plot dengan perhitungan otomatis?
3. Bagaimana hasil pengukuran bahan biologis direpresentasikan berdasarkan parameter impedansi listrik sebagai fungsi frekuensi?

### **1.3 Tujuan Penelitian**

Tujuan dari penelitian ini adalah membangun sistem pengukuran bahan biologis berbasis *bioelectrical impedance spectrometer* yang dapat bekerja secara cepat dan otomatis.

### **1.4 Manfaat Penelitian**

Dengan adanya penelitian ini diharapkan dapat menyediakan alat ukur bahan biologis berbasis *Bioelectrical Impedance Spectroscopy* yang dapat bekerja secara cepat sehingga memberikan efisiensi waktu pengukuran dan meningkatkan kualitas penelitian di bidang *bioelectrical impedance*.

## BAB II

### TINJAUAN PUSTAKA

#### 2.1 Impedansi Listrik




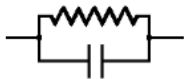
Istilah resistansi dan impedansi keduanya menunjukkan hambatan terhadap aliran elektron atau arus. Dalam listrik arus searah DC, hanya resistor yang bekerja sebagai hambatan. Namun, dalam rangkaian arus bolak-balik (AC), dua elemen rangkaian lainnya, kapasitor dan induktor, menghambat aliran elektron. Impedansi dapat dinyatakan sebagai bilangan kompleks, di mana hambatan adalah komponen *real* dan gabungan kapasitansi dan induktansi adalah komponen *imaginer*. Impedansi total dalam suatu rangkaian adalah gabungan dari hambatan semua resistor, kapasitor, dan induktornya terhadap aliran elektron. Hambatan kapasitor dan induktor diberi nama yang sama yaitu reaktansi, dilambangkan dengan  $X$  dan diukur dalam ohm ( $\Omega$ ). Karena simbol untuk kapasitansi adalah  $C$ , reaktansi kapasitif dilambangkan dengan  $X_C$ . Demikian pula, karena simbol untuk induktansi adalah  $L$ , reaksi induktif dilambangkan oleh  $X_L$ . Kapasitor dan induktor tidak hanya mempengaruhi besarnya arus yang mengalir tetapi juga karakteristiknya yang tergantung waktu - atau fase. Ketika sebagian besar hambatan berasal dari reaktansi kapasitifnya terhadap aliran arus, sebuah rangkaian dikatakan sebagian besar kapasitif dan arus mendahului tegangan yang diterapkan dalam sudut fase. Ketika sebagian besar hambatan berasal dari reaktansinya yang induktif terhadap aliran arus, sebuah rangkaian dikatakan sebagian besar bersifat induktif dan tegangan mendahului arus yang diberikan dalam sudut fase (Advantages and Note).

Impedansi listrik merupakan sebuah konsep yang lebih kompleks dari resistansi, karena diperhitungkan juga mengenai perbedaan fase antara arus dan



tegangan. Oleh karena itu, impedansi listrik dapat didefinisikan sebagai nilai resistansi kompleks dari suatu rangkaian listrik sebagai respon terhadap tegangan listrik AC yang diberikan pada suatu sistem. Data impedansi  $Z$  pada sebuah bahan uji dapat diwakili oleh impedansi rangkaian ekivalen (model rangkaian listrik)  $Z$  yang terdiri atas resistor-resistor ideal, kapasitor-kapasitor ideal, dan juga bisa jadi induktansi-induktansi ideal. Untuk dapat berguna, elemen-elemen didalam model ini harus memiliki dasar fisis dari sistem. Didalam rangkaian tersebut, resistansi dianggap sebagai konduktivitas *bulk* dari material atau mekanisme yang terkait dengan elektroda. Kapasitansi dan induktansi secara umum terkait dengan daerah polarisasi muatan ruang dan proses adsorpsi serta elektrokristalisasi khusus pada suatu elektroda. Dalam tabel 2.1 diperlihatkan elemen-elemen listrik yang umum dipakai dalam pemodelan rangkaian ekivalen (Syahril, 2012).

Tabel 2. 1 Elemen rangkaian terhadap nilai impedansi

<i>Circuit Elemen</i>	<i>Impedance Equation</i>
	$Z = R + 0j$ $j = \sqrt{-1}$
	$Z = 0 - j/\omega C$ $\omega = 2\pi f$
	$Z = 0 + j\omega L$ $\omega = 2\pi f$
	$Z = \frac{R}{1 + \omega^2 C^2 R^2} - \frac{j\omega C R^2}{1 + \omega^2 C^2 R^2}$

Tabel 2.1 menunjukkan bahwa impedansi resistor tidak memiliki komponen imajiner sama sekali. Pergeseran fasenya adalah nol derajat, berarti arus sefase dengan tegangan. Baik arus dan impedansi tidak tergantung pada frekuensi.

Sebaliknya, impedansi kapasitor tidak memiliki komponen real. Komponen imajineranya adalah fungsi dari kapasitansi dan frekuensi. Arus yang melewati kapasitor berbeda  $90^\circ$  dari fase tegangan, dengan arus mendahului tegangan. Karena impedansi kapasitor berbeda terbalik dengan frekuensi, pada frekuensi tinggi kapasitor bertindak seperti *short circuit* - impedansinya cenderung ke nol. Pada frekuensi rendah (mendekati DC) kapasitor bertindak sebagai rangkaian terbuka, dan impedansinya cenderung menuju tak terhingga. Komponen listrik sederhana ketiga adalah induktor. Seperti kapasitor, arus melalui induktor memiliki beda fase  $90^\circ$ . Namun, pergeseran fasa berada di arah yang berlawanan - arus tertinggal dari tegangan. Juga, ketika frekuensi meningkat, impedansi induktor meningkat. Induktor bertindak seperti *short circuit* pada frekuensi rendah dan memiliki impedansi besar pada frekuensi tinggi.

## **2.2 Model Rangkaian Ekuivalen Bahan Biologis**

Pengukuran sifat listrik dari bahan biologis telah memberikan kontribusi penting untuk ilmu-ilmu biofisika dan fisiologis. Misalnya, Höber pada tahun 1910 mengukur impedansi listrik dari suspensi sel darah merah dengan frekuensi hingga 10 MHz dan, menemukan bahwa impedansi menurun dengan meningkatnya frekuensi, menyimpulkan bahwa sel-sel dikelilingi oleh membran yang buruk dan berisi sitoplasma yang resistivitasnya relatif rendah, karena impedansi yang terukur pada frekuensi tinggi adalah impedansi yang dipengaruhi oleh resistivitas. Pada frekuensi tinggi nilai reaktansi bernilai kecil, sesuai dengan persamaan 2.1 (Pethig, 2016).

$$X_c = 1/j\omega C \quad (2.1)$$

Jaringan menunjukkan perilaku yang bergantung pada frekuensi yang melewati rangkaian RC sederhana. Secara umum hal ini terjadi karena penggunaan frekuensi yang berbeda dalam medium berbeda (medium ekstraseluler, membran sel dan medium intraseluler) memberikan nilai pengukuran impedansi dalam jumlah yang berbeda pula (Pethig, 2016). Elektrofisiolog (studi sifat kelistrikan sel dan jaringan biologis) sering menggambarkan sel sebagai rangkaian ekuivalen listrik, yaitu kombinasi resistor dan kapasitor. Membran sel terdiri dari lapisan lipid ganda yang memisahkan ion di medium ekstraseluler dari ion dan protein bermuatan di sitoplasma. Membran lipid murni merupakan isolator listrik yang sangat baik, membran sel terdiri dari protein dan lipid. Protein banyak membentang sepanjang membran dan bertindak sebagai saluran yang memungkinkan muatan untuk dapat lewat. Protein-protein ini mengurangi resistensi membran yang tinggi (Goetz and Wilms, 2015). Apabila diterapkan tegangan melintasi membran sel dengan menginjeksikan arus dengan elektroda. Arus yang diperlukan untuk mempertahankan nilai tegangan ditentukan oleh tahanan membran, menurut Hukum Ohm:  $Voltage = Resistance * Current$  atau dapat dituliskan sesuai dengan persamaan 2.2.

$$V = R \times I \quad (2.2)$$

Berdasarkan hukum Ohm dapat terlihat bahwa semakin tinggi tahanan membran, semakin rendah arus yang diperlukan untuk mempertahankan tegangan membran. Karena membran sel adalah isolator listrik yang memisahkan muatan yang berlawanan di intraseluler dan ekstraseluler sel, membran sel tidak hanya memiliki resistansi tetapi juga kapasitansi. Oleh karena itu, untuk mendapatkan nilai tegangan pada membrane sel, perlu untuk mengisi kapasitansi. Besarnya muatan

yang diberikan ( $Q$ ) dibagi dengan kapasitansi membran ( $C_m$ ) memberikan nilai tegangan pada membran sel sebesar ( $V_m$ ):

$$V_m = Q / C_m \quad (2.3)$$

Berdasarkan persamaan 2.3 dapat terlihat bahwa untuk jumlah muatan yang diberikan dan semakin kecil kapasitansi membrane maka semakin besar perubahan tegangan membran. Karena resistansi membran ( $R_m$ ) dan kapasitansi membran ( $C_m$ ) terjadi pada membran sel, maka dapat digambarkan sebagai rangkaian paralel seperti pada gambar 2.1 (Goetz and Wilms, 2015). Rangkaian paralel resistansi ( $R$ ) dan kapasitansi ( $C$ ) dikenal sebagai rangkaian RC. Rangkaian RC biasanya digunakan sebagai filter dasar untuk memilih rentang frekuensi masukan tertentu. Hal tersebut berlaku pula untuk membran sel yang juga bertindak sebagai filter frekuensi pada arus atau tegangan diinjeksikan ke dalam sel.

Untuk mencari nilai impedansi total dari rangkaian RC paralel yang merupakan rangkaian ekuivalen sel paling sederhana, dapat dituliskan sesuai dengan persamaan,

$$\frac{1}{Z} = \sqrt{\left(\frac{1}{R}\right)^2 + \left(\frac{1}{X_C}\right)^2} \quad (2.4)$$

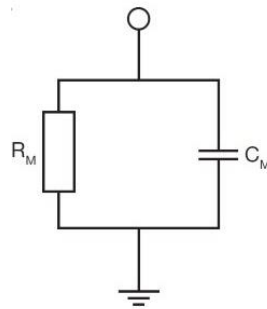
$$\frac{1}{Z} = \sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{X_C^2}} \quad (2.5)$$

$$\frac{1}{Z} = \sqrt{\frac{X_C^2 + R^2}{R^2 X_C^2}} \quad (2.6)$$

Karena  $X_C = \frac{1}{j\omega C}$ , maka persamaan 2.6 dapat dituliskan menjadi 2.7. Berdasarkan persamaan 2.8 dapat terlihat hubungan antara impedansi dengan frekuensinya, yang mana nilai impedansi didapatkan dari salah satu parameter diantaranya adalah nilai  $X_c$  dimana nilai  $X_c$  didalamnya terdapat fungsi dari frekuensi.

$$\frac{1}{Z} = \sqrt{\frac{R^2 + \left(\frac{1}{j\omega C}\right)^2}{R^2 \left(\frac{1}{j\omega C}\right)^2}} \quad (2.7)$$

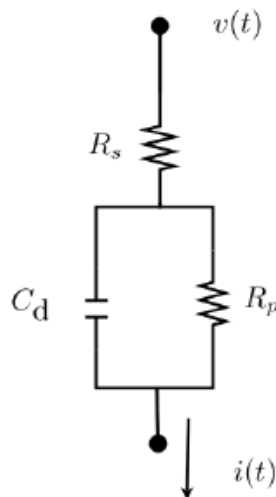
$$Z = \frac{1}{\sqrt{\frac{R^2 + \left(\frac{1}{j\omega C}\right)^2}{R^2 \left(\frac{1}{j\omega C}\right)^2}}} \quad (2.8)$$



Gambar 2. 1 Skematik dasar sifat listrik dari membran plasma. Rangkaian yang menunjukkan kapasitansi membran dan resistansi membran secara paralel satu sama lain (Goetz and Wilms, 2015).

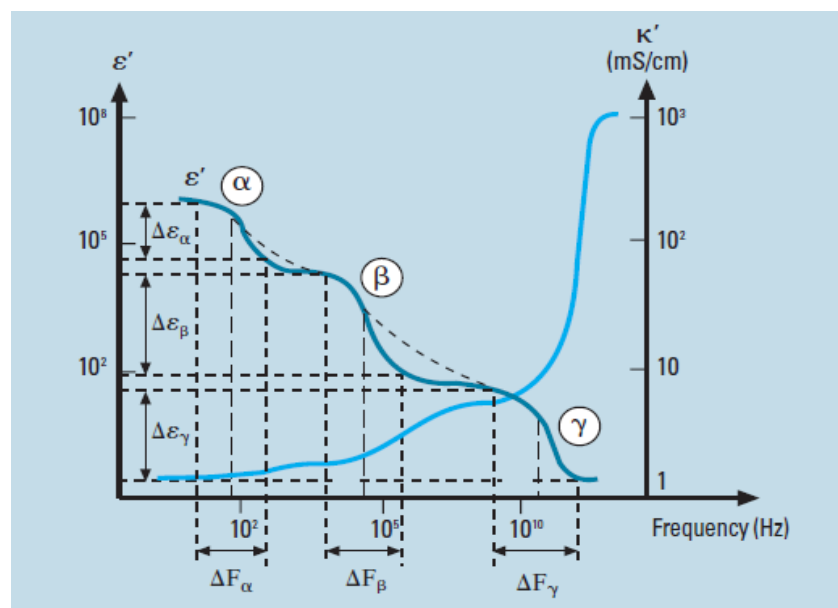
Dengan metode EIS dapat digunakan model rangkaian untuk mewakili sel. Rangkaian Randles pada gambar 2.2 memodelkan impedansi listrik dari suatu sel. Dalam rangkaian Randles,  $R_s$  adalah resistansi antara elektroda kerja dan elektroda referensi.  $R_p$  adalah resistansi polarisasi pada permukaan bahan.  $C_d$  adalah kapasitansi lapisan ganda (Miramontes-de-Leon *et al.*, 2015). Gambar 2.2 mewakili model jaringan biologis yang diusulkan dan rangkaian ekuivalen kelistrikannya. Jika diketahui  $R_p$ , laju reaksi elektrokimia dapat dihitung. Pengukuran kapasitansi lapisan ganda dapat memberikan informasi tentang fenomena adsorpsi dan desorpsi. Dalam beberapa sistem, pengukuran  $C_d$  mungkin tidak mewakili kapasitansi lapisan ganda. Sebaliknya, nilai ini dapat menunjukkan tingkat pembentukan lapisan (Advantages and Note). Impedansi kapasitor

berkurang ketika frekuensi meningkat, sedangkan impedansi resistor adalah konstan. Dengan demikian, pada frekuensi tertentu, impedansi kapasitor,  $C_d$ , menjadi jauh lebih kecil dari impedansi resistor,  $R_p$ . Karena  $C_d$  paralel dengan  $R_p$ , kapasitor bertindak sebagai *short circuit* dan efektif menghilangkan keberadaan resistor dari rangkaian. Pada frekuensi tertinggi, impedansi kapasitor juga akan menjadi jauh lebih kecil daripada  $R_s$ . Dengan demikian, pada frekuensi tinggi perilaku dari sel Randles diatur hampir seluruhnya oleh  $R_s$ . Namun, pada frekuensi terendah, kapasitor bertindak sebagai rangkaian terbuka dan secara efektif dapat diabaikan dari rangkaian. Impedansi sel Randles adalah nilai resistansi gabungan dari dua seri resistor  $R_s$  dan  $R_p$ . Jadi, pada batas frekuensi tinggi dan rendah, sel Randles berperilaku terutama sebagai resistor. Komponen imajiner sangat kecil, sudut fase dekat dengan 0 derajat, dan impedansinya tidak berubah terhadap frekuensi. Pada frekuensi menengah, impedansi kapasitor mulai memiliki efek dan sel menjadi lebih kapasitif. Komponen imajiner menjadi signifikan, sudut fase dapat mulai mendekati 90 derajat, dan impedansi sel menjadi bergantung pada frekuensi.



Gambar 2. 2 Rangkaian Ekuivalen Randles

Pada frekuensi rendah ( $<1000$  Hz) sebagian besar dari apa yang diukur adalah sifat-sifat ionik fluida ekstraselular, yang pada dasarnya adalah nilai-nilai konduktansi. Pada frekuensi yang lebih tinggi permitivitas (konstanta proporsionalitas yang terkait medan listrik dalam suatu material dengan perpindahan listrik dalam bahan itu) dan juga kapasitansi (ukuran jumlah muatan listrik yang disimpan (atau dipisahkan) untuk sebuah potensial listrik yang telah ditentukan) membentuk sebagian besar nilai impedansi listrik yang terukur. Dari sekitar 30 kHz hingga 30 MHz, pengisian kapasitif membran sel dan relaksasi dipolar protein dalam jaringan menentukan permitivitas (Morimoto *et al.*, 1993). Rentang yang dikenal sebagai alpha, beta, delta dan gamma, dengan frekuensi relaksasi mendefinisikan batas-batas rentang (Qiao *et al.*, 2010). Karena kontribusinya terhadap impedansi berbeda pada frekuensi yang berbeda, akan lebih berguna untuk memperoleh pengukuran atas beberapa frekuensi.



Gambar 2. 3 Representasi ideal dari permitivitas dan konduktivitas jaringan biologis sebagai fungsi frekuensi. Tiga daerah relaksasi  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$ , dicirikan oleh pusat frekuensi  $F$ , dan variasi permitivitas  $\Delta\epsilon$  (El Hasni *et al.*, 2017)

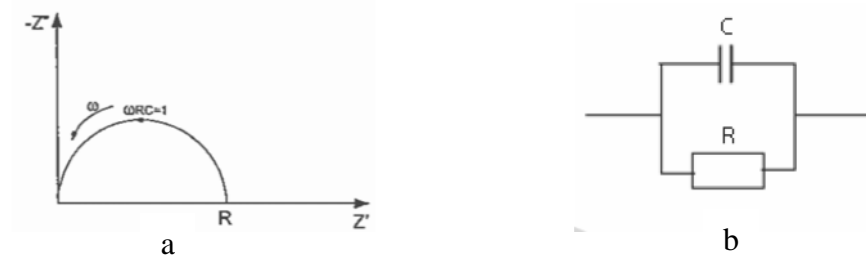
Membran sel menyebabkan dispersi besar dalam *bandwidth* frekuensi yang lebar, sedangkan dispersi adalah fungsi dari permitivitas membran. Biasanya, dalam rentang frekuensi radio antara 1 kHz dan 10 MHz jaringan biologis atau sel akan menyajikan dispersi Beta yang signifikan, pengukuran impedansi multi-frekuensi seperti itu juga dikenal sebagai spektroskopi impedansi. Seluruh rentang penyebaran Beta digunakan untuk mengkarakterisasi status sel, misal ketika terjadi proliferasi sel (fase sel saat mengalami pengulangan siklus sel tanpa hambatan) (Morimoto *et al.*, 1993).

### **2.3 Bode dan Nyquist Plot**

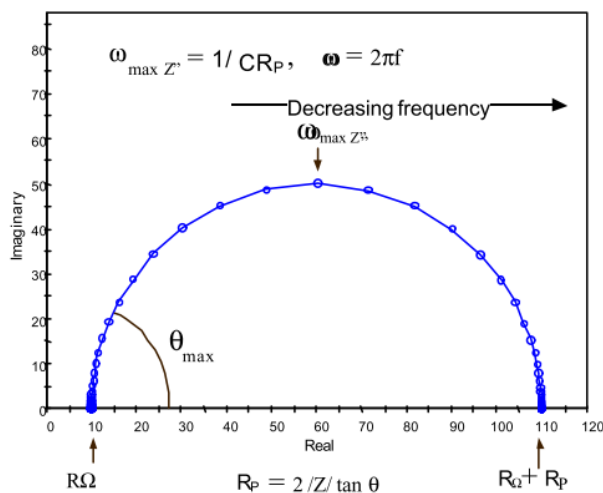
Hasil pengukuran impedansi listrik berbasis spektroskopi impedansi listrik pada umumnya ditampilkan dalam Nyquist plot dan Bode plot. Nyquist plot merupakan grafik yang menampilkan hubungan antara impedansi real dan impedansi imajiner. Gambar 2.4 tersusun atas bagian real dan imajiner. Bila bagian real diplot pada sumbu-x dan bagian imajiner diplot pada sumbu-y kedalam sebuah grafik, maka diperoleh “plot Nyquist” atau juga sering disebut cole-cole plot. Pengukuran nilai impedansi bahan diperoleh dengan frekuensi yang berbeda-beda, kemudian hasil pengukuran tersebut dapat di plot Nyquist, sehingga diperoleh spektrum impedansi. Nyquist plot sederhana dapat digambarkan berupa lengkungan membentuk semicircle seperti pada gambar 2.4 (a) (Syahril, 2012). Plot Nyquist lebih kompleks untuk dipahami, tetapi plot Nyquist lebih populer. Salah satu alasannya adalah plot Nyquist sangat sensitif terhadap perubahan. Kekurangan dari plot Nyquist adalah sulit untuk dipahami dan juga informasi frekuensi tidak ada. Namun, plot Nyquist menunjukkan bentuk karakteristik tergantung pada komponen mana yang berkontribusi pada impedansi. Plot Nyquist menunjukkan



dengan sangat jelas bahkan perubahan kecil pada permukaan yang diteliti. Nilai dari impedansi  $Z(\omega)$  terdiri dari bagian real dan imajiner. Jika bagian real diplot pada sumbu X dan bagian imajiner diplot pada sumbu Y, didapatkan "Nyquist Plot" seperti pada gambar 2.4a. Perhatikan bahwa dalam plot ini sumbu Y adalah negatif dan bahwa setiap titik pada Nyquist Plot adalah impedansi pada satu frekuensi. Pada gambar 2.5 yang merupakan contoh dari plot Nyquist pada pengukuran suatu bahan uji telah dianotasi untuk menunjukkan bahwa data frekuensi rendah ada di sisi kanan plot dan frekuensi yang lebih tinggi ada di kiri. Nyquist Plot memiliki satu kekurangan utama, tidak dapat dilihat pada suatu titik berapa frekuensinya (Cells, 2018).



Gambar 2. 4 Spektrum impedansi sederhana (a) Nyquist plot yang diperoleh dari data impedansi. dan (b) Pemodelan rangkaian paralel RC tunggal yang bersesuaian dengan gambar a (Syahril, 2012)



Gambar 2. 5 Nyquist Plot dari *Electrical Impedance System* sederhana

Gambar 2.5 menunjukkan salah satu format populer untuk mengevaluasi data impedansi, yaitu plot Nyquist. Format ini juga dikenal sebagai plot Cole-Cole atau plot bidang impedansi kompleks. Dari gambar 2.5 dapat terlihat bahwa pada frekuensi tinggi, impedansi sel Randles hampir seluruhnya diciptakan oleh resistensi ohmik,  $R_Q$  atau pada gambar 2.2 digambarkan oleh  $R_s$ . Frekuensi mencapai batas tinggi di ujung paling kiri setengah lingkaran, di mana setengah lingkaran menyentuh sumbu x. Pada batas frekuensi rendah, sel Randles juga mendekati resistensi murni, yang nilainya  $R_Q + R_p$ . Frekuensi mencapai batas rendah di ujung paling kanan setengah lingkaran.

Plot Nyquist memiliki beberapa keunggulan. Yang paling utama adalah bahwa format plot membuatnya mudah untuk melihat efek resistensi ohmik. Jika data pada frekuensi yang cukup tinggi diambil, mudah untuk memperkirakan setengah lingkaran ke kiri, dimana kearah sumbu x untuk membaca hambatan ohmik. Bentuk kurva (seringkali setengah lingkaran) tidak berubah ketika resistensi ohmik berubah. Berdasarkan hal tersebut, adalah mungkin untuk membandingkan hasil dua percobaan terpisah yang berbeda hanya pada posisi elektroda referensi. Keuntungan lain dari format plot ini adalah bahwa ia menekankan pada nilai komponen rangkaian yang disusun seri, seperti  $R_Q$ .

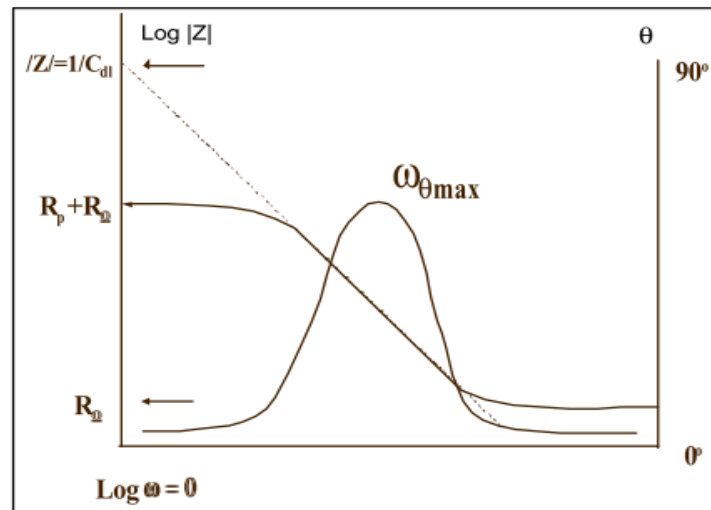
Bode plot sebenarnya adalah dua plot dalam satu. Absis adalah skala logaritmik frekuensi dan satu ordinat adalah logaritma impedansi  $Z$  sedangkan ordinat kedua adalah pergeseran fasa  $\theta$ . Keuntungan dari plot ini adalah bahwa semua informasi terlihat jelas. Kapasitor yang paralel dengan resistor, yang merupakan rangkaian penting untuk spektroskopi impedansi listrik. Komponen tunggal dapat lebih mudah dipahami dalam plot Bode. Bode plot memudahkan

untuk menganalisa nilai impedansi total dan pergeseran fasa, yang merupakan suatu gejala impedansi sebagai fungsi dari frekuensi. Fenomena ini menunjukkan pengaruh impedansi bergantung pada frekuensi sehingga dapat digunakan untuk menganalisa sifat kapasitor bahan. Contoh grafik Bode Plot dapat dilihat seperti pada gambar 2.2 (Syahril, 2012).

Plot Bode memiliki beberapa keunggulan berbeda dibandingkan plot Nyquist. Karena frekuensi muncul sebagai salah satu sumbu, mudah dipahami dari plot bagaimana impedansi bergantung pada frekuensi. Plot menggunakan logaritmik frekuensi untuk memungkinkan rentang frekuensi yang sangat luas untuk diplot pada satu grafik, tetapi setiap dekade diberi bobot yang sama. Hal ini bisa menjadi keuntungan ketika impedansi sangat bergantung pada frekuensi, seperti halnya dengan kapasitor.

Grafik antara  $\log |Z|$  vs  $\log \omega$  dapat menghasilkan nilai  $R_p$  dan  $R_\Omega$ . Pada frekuensi tertinggi yang ditunjukkan pada gambar 2.6, hambatan ohmik mendominasi impedansi dan  $\log (R_\Omega)$  dapat dibaca pada frekuensi tinggi. Pada frekuensi terendah, resistansi polarisasi juga berkontribusi, dan  $\log (R_\Omega + R_p)$  dapat dibaca dari frekuensi rendah yang menunjukkan garis lurus horizontal. Pada frekuensi menengah, kurva ini harus berupa garis lurus dengan kemiringan  $-1$ . Format plot Bode juga menunjukkan sudut fase,  $\theta$ . Pada batas frekuensi tinggi dan rendah, di mana perilaku sel Randles adalah seperti-resistor, sudut fase hampir nol. Pada frekuensi menengah,  $\theta$  meningkat ketika komponen imajiner dari impedansi meningkat. Pada gambar 2.6 ditunjukkan grafik Bode Plot dari *Electrical Impedance System* yang sederhana. Grafik ini terdiri dari dua plot yang menjadi

satu grafik, yaitu plot hubungan antara nilai impedansi dan nilai beda fase terhadap fungsi frekuensi.



Gambar 2. 6 Bode Plot dari *Electrical Impedance System* sederhana

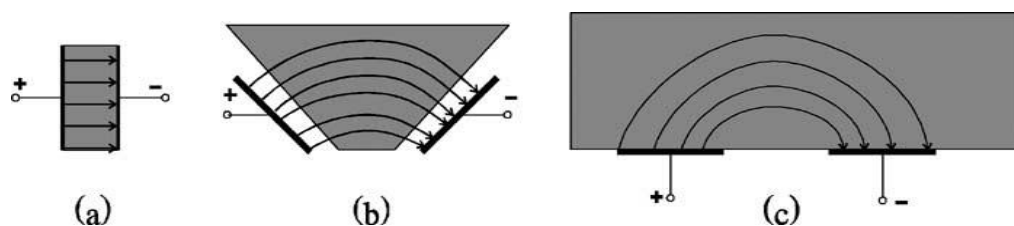
## 2.4 Elektroda IDT (Interdigital Transducer)

Deteksi karakteristik suatu bahan berbasis impedansi menjadi populer karena berharga murah, fleksibel dan implementasinya yang mudah dalam sistem multi-channel (Ahmed *et al.*, 2013) (Bonilla *et al.*, 2011). Impedansi pada dua elektroda yang dimasukkan dalam larutan dapat berubah nilainya dengan adanya kehadiran bakteri. Sebagai contoh, aktivitas metabolisme bakteri dapat di monitor berdasarkan perubahan konduktivitas media kultur (Buckland, Kessock-Philip and Bascomb, 1983). Pengukuran sel-sel di permukaan elektroda dengan menggunakan elektroda interdigital telah dideteksi oleh perubahan nilai impedansinya (Etayash *et al.*, 2014). Menggunakan elektroda interdigitated (IDE) dan teknik spektroskopi impedansi memungkinkan pengukuran sifat listrik dari volume larutan yang dekat dengan permukaan (De La Rica, Fernández-Sánchez and Baldi, 2007).

Kata "interdigital" itu sendiri memiliki nama lain yang biasanya digunakan. Berikut merupakan istilah yang paling sering ini sering digantikan seperti

“periodik,” “microstrip,” “sisir,” dan “kisi-kisi,” serta variasi seperti “*interdigitated*” dan “*combed*”. Setiap rangkaian microstrip tidak semuanya adalah interdigital, dan tidak setiap rangkaian interdigital adalah periodik. Istilah interdigital, dipilih untuk digunakan pada penelitian ini karena mengacu pada pola periodik seperti digit atau jari seperti elektroda paralel yang digunakan untuk mengukur kapasitansi yang terkait dengan medan listrik yang menembus ke dalam sampel material atau lapisan sensitive (Mamishev *et al.*, 2004).

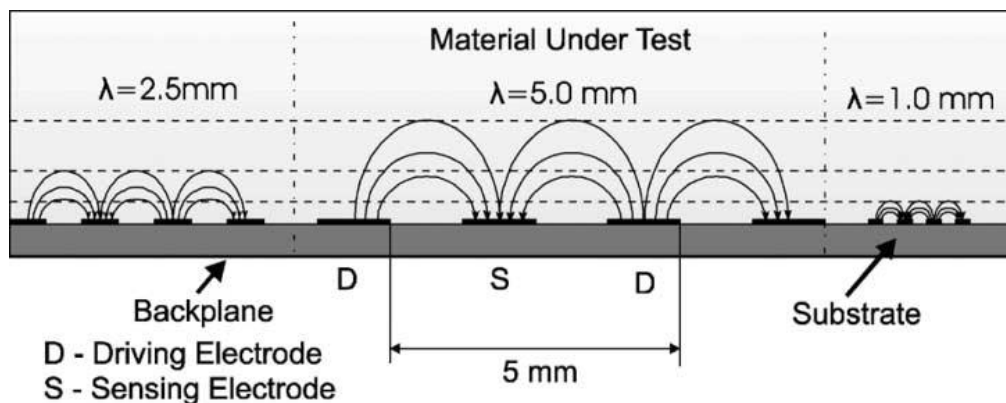
Pada gambar 2.7 menunjukkan transisi bertahap dari kapasitor pelat-paralel ke kapasitor medan *fringing* (garis medan yang melengkung). Dalam tiga kasus, garis medan listrik melewati MUT (*material under testing*); oleh karena itu, kapasitansi dan konduktansi antara kedua elektroda tergantung pada sifat dielektrik material serta pada elektroda dan geometri material.



Gambar 2. 7 Gambar sebuah elektroda medan *fringing* dapat divisualisasikan sebagai: (a) kapasitor paralel-pelat yang (b) elektroda terbuka untuk menyediakan (c) akses satu sisi ke MUT (Mamishev *et al.*, 2004)

*Interdigital Capacitors* merupakan elektroda yang berbasis pada elektroda kooplanar yang periodik. Prinsip kerja elektroda interdigital sangat mirip dengan kapasitor plat sejajar. Satu sisi elektroda terhubung ke sumber tegangan AC dan sisi lainnya terhubung ke ground. Konfigurasi tersebut akan membentuk medan listrik di antara kedua elektroda. Kemudian medan listrik akan melewati sistem yang sedang diuji. Tinggi garis medan listrik tergantung pada jarak elektroda positif dan

negatif. Gambar 2.8 menunjukkan tinggi garis medan listrik tergantung pada jarak elektroda untuk tiga konfigurasi yang berbeda. Permittivitas bahan uji (kemampuan bahan dari medium untuk terpolarisasi) dapat mempengaruhi garis medan listrik. Hal tersebut dapat terlihat oleh perubahan kapasitansi yang terbentuk antara elektroda dan mengakibatkan perubahan nilai impedansi yang terukur dari elektroda. Impedansi elektroda diukur sebagai sifat dari sistem yang diuji (Karunanayaka *et al.*, 2006).



Gambar 2. 8 Garis medan listrik pada konfigurasi jarak antar elektroda  
(Mamishhev *et al.*, 2004)

## 2.5 BIS (*Bioelectrical Impedance Spectrometer*)

Bioimpedansi adalah istilah yang menggambarkan respons organisme hidup terhadap arus yang diterapkan secara eksternal. Pengukuran bioimpedansi organisme hidup adalah metode *non-invasif* untuk menilai komposisinya. Sinyal bioimpedansi dapat digunakan untuk mengkarakterisasi jaringan. Sifat listrik jaringan bervariasi dengan perbedaan frekuensi yang diterapkan. Secara umum diketahui bahwa sifat listrik dari jaringan biologis berbeda secara signifikan tergantung pada strukturnya. Oleh karena itu, jika suatu jaringan memiliki sifat listrik yang spesifik maka akan tersedia sifat baru untuk dapat dilakukan diagnosis.

Spektroskopi impedansi listrik (EIS) adalah ukuran sifat listrik dari objek yang dibuat melalui pengukuran permukaan. Informasi diperoleh dengan cepat dan aman (*non-invasif*), dan metode ini menjanjikan untuk mendeteksi penyakit yang mungkin sebelumnya tidak terdeteksi. Hal ini didasarkan pada pengukuran impedansi listrik normal dan abnormal (Braun *et al.*, 2017). Teknologi pengukuran impedansi listrik dalam mendeteksi penyakit telah menjadi topik yang sangat menarik bagi para ilmuwan. Karena jaringan terdiri dari sel dan medium ekstraseluler, sifat listriknya akan menentukan sifat jaringan tersebut. Medium ekstraseluler terutama terdiri dari larutan ionik. Sel terdiri dari membran sel dan medium intraseluler. Membran sel terdiri dari bilayer lipid dan protein. Karena struktur ini membran sel terutama bersifat kapasitif, dengan pengecualian permeabilitas selektif (kemampuan yang dimiliki oleh suatu zat / membran untuk meloloskan sejumlah partikel yang menembus atau melaluinya) yang mendefinisikan konduktivitas membran. Permeabilitas selektif adalah fungsi dari proses fisiologis sel hidup (Pethig, 2016).

Bahan intraseluler adalah larutan ionik dengan struktur mikroskopis dan protein yang dapat terisi dan dapat bergerak sebagai respons terhadap medan yang diberikan, hal tersebut berkontribusi pada karakteristik listrik sel (Pethig, 2016). Perbedaan jaringan normal dan abnormal sehubungan dengan ukuran sel, bentuk, orientasi, kekompakan, dan struktur membran sel. Sifat-sifat yang berbeda pada tingkat sel mempengaruhi kemampuan sel untuk menyimpan listrik, yang tercermin pada perbedaan dalam pengukuran EIS.

## 2.6 Sinyal Generator

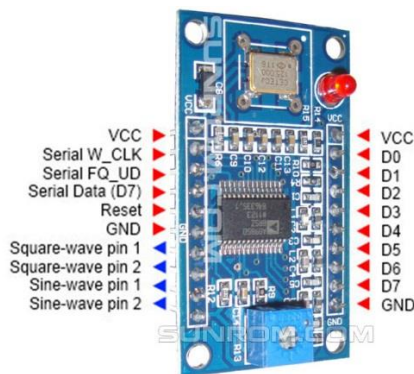
Sinyal generator dengan gelombang yang dapat berubah-ubah adalah salah satu peralatan uji elektronik yang paling penting dan serbaguna. Dalam desain elektronik, rangkaian yang akan diuji sering membutuhkan sinyal yang dapat dikontrol untuk mensimulasikan operasi normalnya. Pengujian sistem fisik dan transduser sering membutuhkan sinyal yang stabil dan dapat diandalkan. Level sinyal yang dibutuhkan berkisar dari microvolts hingga puluhan volt atau lebih. Sinyal generator DDS (*digital direct synthesis*) modern mampu menyediakan berbagai macam sinyal. DDS mampu menghasilkan output sinus, persegi, dan segitiga dari frekuensi kurang dari 1 Hz hingga setidaknya 1 MHz (Peterson and Precision, no date).

Sinyal generator dapat digunakan sebagai sumber sinyal, yang dapat memberikan sinyal uji ke sebuah rangkaian. Dalam berbagai aplikasi uji eksperimental dan pengolahan, sinyal generator sebagai sumber sinyal dapat mensimulasikan berbagai bentuk sinyal uji. Sinyal generator memainkan peran yang sangat penting dalam komunikasi, alat ukur elektronik, rangkaian elektronik, kontrol otomatis, radar, dan sistem elektronik lainnya (Wan *et al.*, 2007). Dengan perkembangan teknologi digital yang pesat, konverter digital ke analog presisi tinggi telah ada di pasaran, metode kontrol digital dengan menggunakan referensi frekuensi yang dihasilkan oleh teknologi multi frekuensi, disebut sebagai teknologi DDS (*Direct Digital Synthesis*) (Devices, 2005).



## 2.7 DDS AD9850 (*Direct Digital Synthesizer*)

DDS terdiri dari frekuensi *clock* sebagai referensi, *Address Counter*, PROM dan DAC. *Address Counter* untuk mengakses lokasi memori pada PROM dan membawa *word amplitude* sinyal sinus yang akan dikirim ke DAC. Pengaturan frekuensi keluaran DDS ditentukan oleh nilai *tuning word*. PROM digunakan untuk menyimpan informasi amplitudo digital yang sesuai dengan siklus gelombang sinus dalam bentuk tabel. Data gelombang sinus yang akan dikeluarkan dipilih dengan cara memberikan alamat memori PROM kemudian disajikan pada DAC kecepatan tinggi untuk menghasilkan gelombang sinus analog. Frekuensi keluaran dari DDS ini tergantung pada frekuensi *clock* referensi dan kecepatan pembacaan data PROM, sehingga frekuensi *output* hanya dapat diubah dengan mengubah *clock* referensi atau dengan memprogram ulang PROM



Gambar 2. 9 DDS AD9850

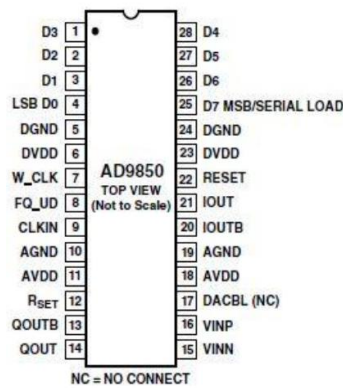
DDS AD9850 digunakan untuk membangkitkan frekuensi secara digital yang berupa gelombang sinus dan gelombang kotak dari frekuensi 0,0291 Hz sampai dengan 125 MHz *clock* input referensi. Perangkat ini memiliki *internal high speed, high performance D/A converter*, dan komparator untuk melengkapi frekuensi digital terprogram dan fungsi *clock* generator.

Fitur yang dimiliki *DDS AD9850* antara lain, yaitu:

- 1) Nilai *clock* referensi 125 MHz;
- 2) *High performance* DAC dan *High speed comparator*;
- 3) DAC SFDR >50dB @40 MHz AOut;
- 4) 32 bit *tuning word*;
- 5) Kontrol *interface* secara *parallel* ataupun *serial*;
- 6) Modulasi Fase;
- 7) *Supply* tegangan: 3.3V sampai dengan 5V;
- 8) *Low Power*.

Modul *DDS* ini memiliki konfigurasi pin yang ditunjukkan oleh gambar

2.10 beserta fungsi dari masing–masing pin nya.



Gambar 2. 10 Konfigurasi Pin *DDS AD9850*

Tabel 2. 2 Konfigurasi Pin *DDS AD9850*

No pin	Mnemonik	Fungsi
4 s/d 1, dan 28 s/d 25	D0 s/d D7	8 bit data input untuk memuat 32 bit frekuensi dan 8 bit fase / kontrol <i>word</i> . D7 = MSB; D0 = LSB. D7 (Pin 25) juga disediakan sebagai pin input untuk 40 – bit <i>serial data word</i> .

5, 24	DGND	<i>Ground digital.</i>
6, 23	DVDD	<i>Supply tegangan digital</i>
7	W_CLK	<i>Word Load Clock. Clock ini digunakan untuk memuat frekuensi / fase/ kontrol word secara serial atau parallel.</i>
8	FQ_UD	<i>Frequency Update. Pada saat clock naik, DDS memperbaharui frekuensi (atau fase) dimuat dalam register data input; kemudian mereset pointer ke Word 0.</i>
9	CLKIN	<i>Referensi clock input. Memungkinkan deretan level pulsa CMOS terus – menerus atau input bias sinus pada <math>\frac{1}{2}</math> V. Clock naik adalah permulaan operasi.</i>
10, 19	AGND	<i>Analog Ground. Ground yang digunakan untuk lintasan analog (DAC dan Comparator).</i>
11, 18	AVDD	<i>Suplai tegangan untuk lintasan analog (DAC dan Comparator)</i>
12	Rset	<i>Koneksi DAC eksternal Rset. Nilai resistor di set untuk keluaran arus full scale DAC. Untuk aplikasi normal (<math>F_s I_{out} = 10 \text{ mA}</math>), nilai untuk Rset adalah <math>3.9 \text{ k}\Omega</math> dihubungkan ke ground. <math>RSET / I_{OUT}</math> berkaitan dengan <math>I_{OUT} = 32 (1.248 \text{ V}/RSET)</math>.</i>

13	QOUTB	Output Complement
14	QOUT	Output sebenarnya.
15	VINN	Input tegangan inverting
16	VINP	Input tegangan non-inverting
17	DACBL (NC)	Garis dasar DAC. Ini adalah garis dasar tegangan referensi DAC.
20	IOUTB	Output analog pelengkap dari DAC.
21	IOUT	Output arus analog dari DAC
22	<i>RESET</i>	<i>Reset</i> . Ini berfungsi sebagai master <i>reset</i> ; ketika di set tinggi, semua <i>register</i> dibersihkan (kecuali <i>register</i> input), dan keluaran DAC menjadi cosinus 0 setelah tambahan <i>clock</i> siklus

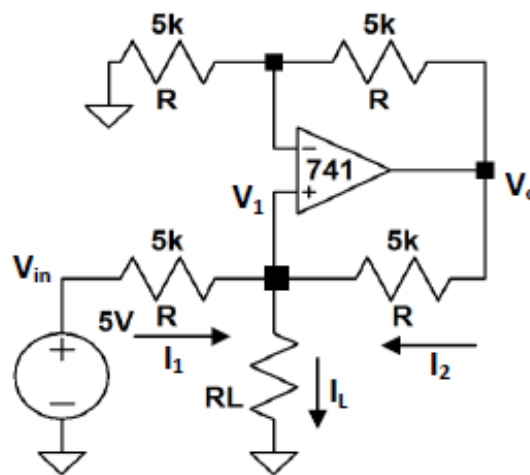
## 2.8 Sumber Arus AC

Sumber arus terdapat dua jenis yakni *dependent* dan *independent*. Sumber arus *independent* atau sumber arus bebas adalah sumber arus yang besarnya pasti tidak tergantung dengan elemen lain pada rangkaian. Sedangkan sumber arus *dependent* atau tak bebas adalah sumber arus yang besarnya tergantung dengan elemen lain, misalnya tergantung pada sumber arus yang lain ataupun tegangan (Dezhi and Caicheng, 2010). Karena itu, sumber arus tak bebas ini sering juga disebut dengan *controlled current source* (sumber arus yang terkontrol). VCCS dapat dibuat dengan beberapa metoda yaitu dengan konfigurasi OTA (*Operational*

*Transconductance Amplifier*), *differential amplifier*, *Current Conveyor*, dan *Howland Circuit*.

Ketika membicarakan tentang hubungan antara tegangan dan arus, jelas untuk menyebutkan hukum Ohm ( $V = I \times R$ ). Saat tegangan diberikan sebagai input ke rangkaian yang terdiri dari resistor, arus proporsional akan mulai mengalir melewatinya. Jadi, jelas bahwa resistor menjadi penentu aliran arus dalam rangkaian sumber tegangan atau sebagai *converter* sederhana tegangan ke arus untuk rangkaian linier.

*Howland Current Source* adalah sumber arus tegangan terkontrol dengan beban yang terhubung ke *ground*. Secara sederhana rangkaian *Howland Current Source* ditunjukkan pada gambar 2.11.



Gambar 2. 11 Rangkaian Howland Current Source  
(Islam, Reza and Kiber, 2013)

Gambar 2.11 merupakan rangkaian *Howland Current Source* dimana pada rangkaian ini satu terminal beban  $R_L$  terhubung ke *ground* dan dan arus beban dikontrol oleh tegangan input  $V_{in}$ . Pada rangkaian ini terlebih dahulu ditentukan tegangan  $V_1$  pada terminal input non-inverting dan kemudian menetapkan

hubungan antara  $V_1$  dan arus beban. Berdasarkan rumus pembagi tegangan, didapatkan persamaan untuk mencari nilai pada  $V_1$  sebagai berikut:

$$V_1 = \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_{in} \quad (2.9)$$

Berdasarkan pada hukum kirchoff yang menyatakan  $I_{in} = I_{out}$ , didapatkan persamaan untuk terminal *non-inverting* sebagai berikut:

$$I_1 + I_2 = I_L, \quad (2.10)$$

kemudian didapatkan,

$$I_1 R + I_2 R = I_L R_L \quad (2.11)$$

$$(V_{in} - V_1) + (V_o - V_1) = I_L R_L \quad (2.12)$$

atau,

$$V_{in} + V_o - 2 V_1 = I_L R_L \quad (2.13)$$

sehingga diperoleh nilai arus,

$$I_L = \frac{V_{in}}{R_L} \quad (2.14)$$

keterangan:

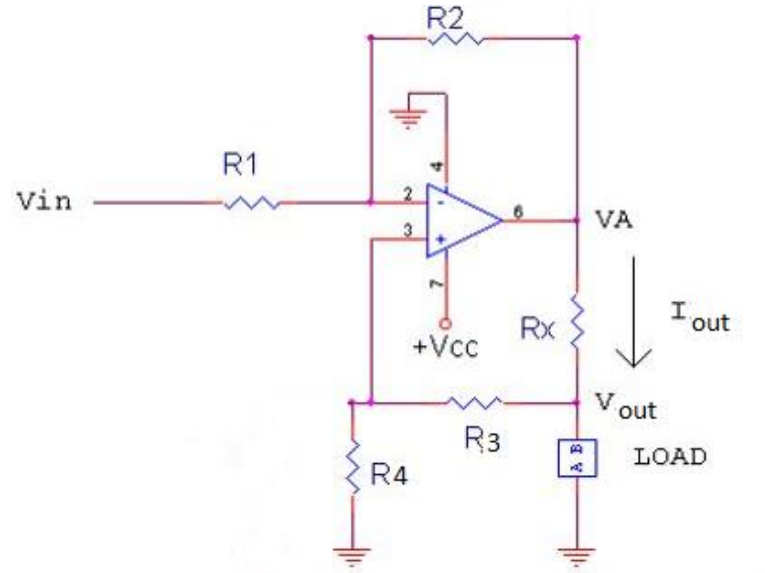
$V_o$  : Tegangan keluaran (V)

$I_L$  : Arus pada load (A)

$R_L$  : Resistor pada load ( $\Omega$ )

$V_{in}$  : Tegangan masukan (V) (Islam, Reza and Kiber, 2013)

Untuk memperbaiki kinerja dari rangkaian *Howland Current Source* maka diusulkan modifikasi dari rangkaian *Howland Current Source* seperti pada gambar 2.12.



Gambar 2. 12 *Howland Current Source* termodifikasi (Batra and Kapoor, 2012)

Berdasarkan gambar 2.12 adalah rangkaian dari modifikasi *Howland Current Source*. Tegangan yang melewati  $V_A$  dapat dirumuskan:

$$V_A = \frac{-R_2}{R_1} V_{in} + V_{out} \left( \frac{R_4}{R_4 + R_x} \right) \left( 1 + \frac{R_x}{R_4} \right) \quad (2.15)$$

Pada persamaan 2.15 dapat disederhanakan:

$$V_A = \frac{-R_2}{R_1} V_{in} + V_{out} \quad (2.16)$$

$$V_A - V_{out} = \frac{-R_2}{R_1} V_{in} \quad (2.17)$$

Berdasarkan pada hukum Ohm, diperoleh arus keluaran pada persamaan:

$$I_{out} = \frac{V_A - V_{out}}{R_x} \quad (2.18)$$

atau,

$$I_{out} R_x = V_A - V_{out} \quad (2.19)$$

Persamaan 2.17 dapat disubstitusikan ke persamaan 2.19. Sehingga diperoleh nilai arus sebesar:

$$I_{out} = - \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{R_x} V_{in} \quad (2. 20)$$

Keterangan:

$V_{out}$  : Tegangan keluaran (V)

$R_x$  : Resistor selector ( $\Omega$ )

$R_{Load}$  : Resistor beban ( $\Omega$ )

$V_{in}$  : Tegangan masukan (V)

## 2.9 Gain dan Phase Detector

Untuk membangun system akuisisi data BIS dengan baik, sebuah sistem yang *simple* dan hemat biaya diperlukan. Oleh karena itu, AD8302 gain dan detektor fase yang tersedia secara komersial digunakan. AD8302 IC yang mampu bekerja dari rentang frekuensi DC-2.7GHz. Penggunaan IC ini mampu menentukan perbedaan amplitudo dan fase dari dua sinyal input dan memberikan dua sinyal keluaran DC. Dua sinyal input harus dari frekuensi yang sama dan amplitudo dalam kisaran -60 hingga 0 dBm dengan perbedaan amplitudo tidak lebih dari 30 dB. AD8302 adalah sistem RFIC yang sepenuhnya terintegrasi untuk mengukur *gain/loss* dan fase dalam berbagai aplikasi instrumentasi. Outputnya memberikan pengukuran akurat atas *gain/loss* pada rentang  $\pm 30$ dB yang diskalakan menjadi 30mV / dB, dan fase pada rentang  $0^\circ \sim 180^\circ$  diskalakan dengan 10mV/derajat (Xu and Feng, 2010).



Penguat logaritmik AD8302 (log amp) menyediakan fungsi logaritmik yang mengubah sejumlah besar level sinyal input menjadi output berskala desibel. Dengan demikian, amplitudo sinyal dan fase pada dua buah sinyal yang dibandingkan dapat diukur. Penguat demodulasi logaritmik dari AD8302 pada dua buah sinyal memenuhi persamaan 2.21.

$$V_{OUT} = V_{SLP} \log (V_{IN}/V_Z) \quad (2. 21)$$

Dimana  $V_{IN}$  adalah tegangan input,  $V_Z$  adalah tegangan referensi, dan  $V_{SLP}$  adalah tegangan slope. Diasumsikan bahwa  $\log (x)$  mewakili fungsi  $\log_{10} (x)$ .  $V_{SLP}$  dengan demikian adalah volt / dekade. Tanpa umpan balik dari luar, nilai  $V_{SLP} = 30\text{mV/dB}$ . AD8302 bekerja dengan membedakan dua log penguatan yang identik, masing-masing diperoleh dari sinyal dari bentuk gelombang yang sama tetapi pada level yang berbeda. Karena pengurangan dalam domain logaritmik sesuai dengan rasio dalam domain linier, output yang dihasilkan dari pin MSET dapat dituliskan pada persamaan 2.22,

$$v_{mag} = V_{SLP} \log \left( \frac{|V_A|}{|V_B|} \right) + V_{CP} \quad (2. 22)$$

Di mana  $V_A$  dan  $V_B$  adalah sinyal input independen,  $V_{MAG}$  adalah output yang sesuai dengan besarnya perbedaan level sinyal, dan  $V_{SLP}$  adalah kemiringan. Tegangan offset tepat 900mV digunakan secara internal untuk menetapkan titik pusat ( $V_{CP}$ ) untuk penguatan dan fase. Keluaran pin fase  $V_{PHS}$  dapat dituliskan pada persamaan 2.23.

$$v_{phs} = V_{\theta} (|\theta_A - \theta_B| - 90^\circ) + V_{CP} \quad (2. 23)$$

Dimana  $V_{\theta}$  merupakan kemiringan fase dalam mV/derajat yang bernilai 10mV/derajat dan  $\theta$  masing-masing fase relatif dalam derajat dengan frekuensi

yang sama. Kemudian untuk menentukan nilai magnitude dalam dB dapat dituliskan seperti pada persamaan 2.25.

$$v_{mag} = (30 \text{ mV/dB}) \log \left( \frac{|V_A|}{|V_B|} \right) + 900 \text{ mV} \quad (2.24)$$

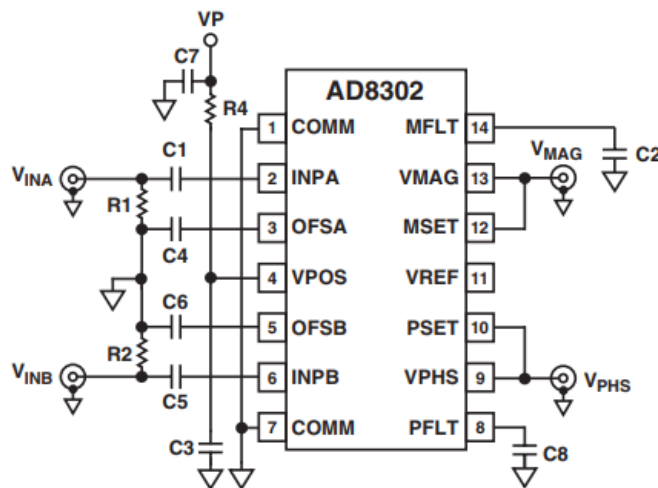
$$\text{Gain (dB)} = \frac{|V_A|}{|V_B|} = 10^{\frac{v_{mag} - 900 \text{ mV}}{30 \text{ mV}}} \quad (2.25)$$

Dan untuk menghitung fase antara dua sinyal dalam derajat dapat dituliskan seperti pada persamaan 2.27.

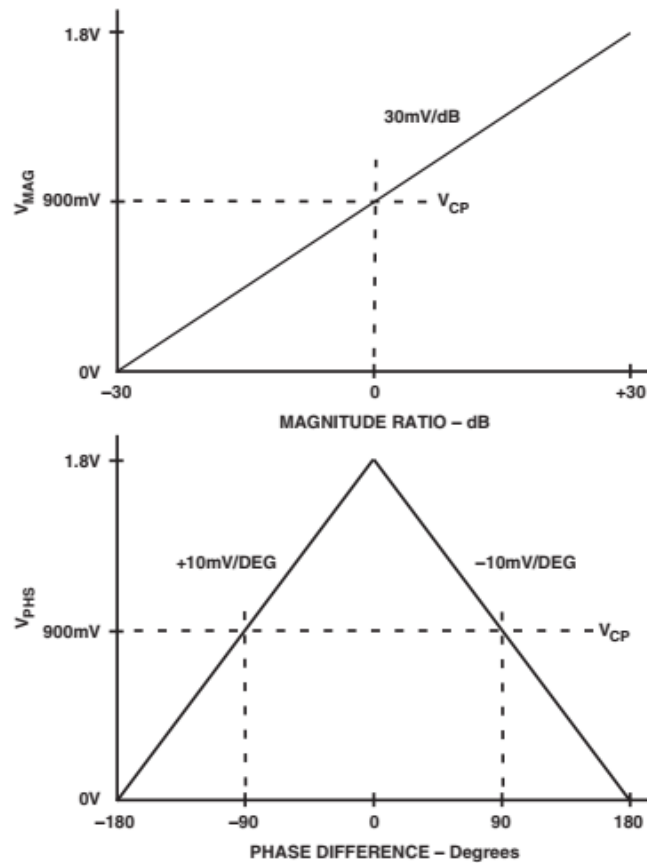
$$v_{phs} = (10 \text{ mV/degree}) (|\theta_A - \theta_B| - 90^\circ) + 900 \text{ mV} \quad (2.26)$$

$$\theta_A - \theta_B = \pm \left( \frac{900 \text{ mV} - v_{phs}}{10 \text{ mV/degree}} + 90^\circ \right) \quad (2.27)$$

Perhatikan bahwa AD8302 tidak membedakan antara perbedaan fase positif dan negatif. Pada gambar 2.14 ditunjukkan karakteristik ideal untuk pengukuran *Gain and Phase* dengan menggunakan AD8302. Untuk pengukuran magnitude, titik 0dB akan menunjukkan hasil pengukuran 900mV, sehingga hasil pengukuran Vmag harus dikurangi dengan offsetnya yaitu 900mV.



Gambar 2. 13 Sistem Minimum AD8302 GPD



Gambar 2. 14 Karakteristik ideal untuk pengukuran *Gain and Phase* dengan menggunakan AD8302

Pada Gambar 2.13, dua kapasitor yang dipasang pada C4 dan C6, yang masing-masing dihubungkan ke pin ground AC OFSA dan OFSB, adalah komponen kunci untuk mengatur frekuensi sudut high pass filter dengan persamaan termasuk internal 10 pF ('AN-691 Operation of RF Detector Products at Low Frequency AN-691', no date). Untuk menghitung frekuensi terendah yang dapat dicapai dapat menggunakan persamaan  $f_{HP} \text{ (kHz)} = 2 / CC \text{ (}\mu\text{F)}$ , di mana CC adalah kapasitansi dari OFSA atau OFSB ke *ground*. Sebagai contoh apabila  $f_{HP} \approx 20 \text{ Hz}$ , yang berarti secara teoritis, AD8302 dapat bekerja pada frekuensi serendah 20 Hz.

Dalam penggunaan IC AD8302 perlu diperhatikan mengenai batasan penggunaan IC AD8302 yang memiliki input tegangan AC bernilai 1 Vrms, sehingga sinyal masuk yang diperbolehkan dalam penggunaan IC AD8302 harus lebih kurang dari 1 Volt. Dalam tabel 2.3 dituliskan hal-hal yang perlu diperhatikan dalam menggunakan IC GPD AD8302. Terutama pada INPA dan INPB maksimum input adalah -3dBV, yang berarti input maksimum yang masuk ke INPA dan INPB adalah 700mV. Apabila tegangan ataupun suhu melebihi batas dari *Absolute Maximum Ratings* dapat menyebabkan kerusakan permanen pada perangkat IC AD8302.

Tabel 2. 3 *Absolute Maximum Ratings*

<i>Supply Voltage Vs</i>	<b>5.5 V</b>
<i>PSET, MSET Voltage</i>	Vs + 0.3V
<i>INPA, INPB Maximum Input</i>	-3dBV
<i>Equivalent Power Re. 50 Ω</i>	10dBm
<i>Maximum Junction Temperature</i>	125 ° C
<i>Operating Temperature Range</i>	-40 ° C hingga + 85 °
<i>Storage Temperature Range</i>	-65 ° C hingga + 150 ° C
<i>Lead Temperature Range (Soldering 60 sec)</i>	300 ° C

## **BAB III**

### **KERANGKA KONSEP PENELITIAN**

#### **3.1 Kerangka Konsep Pemikiran**

EIS dalam elektrokimia merupakan teknik non-invasif untuk mengidentifikasi proses kompleks seperti pemantauan reaksi kimia dan perubahan komposisi dan bentuk. EIS juga dapat diterapkan untuk mengukur respon dielektrik dan konduktivitas bahan. Dengan menggunakan spektroskopi impedansi listrik dapat juga digunakan untuk meneliti jaringan biologis seperti sel tubuh manusia, setiap sel memiliki lapisan membran, cairan intraseluler yang dibungkus oleh membran sel dan cairan ekstraseluler di antara sel-sel. Ketika arus DC atau arus frekuensi rendah dikenakan pada jaringan biologis, karena adanya membran sel, arus akan mengelilingi sel dengan cara apa pun yang mungkin dan terutama melalui cairan ekstraseluler; Sebaliknya, ketika arus frekuensi tinggi diberikan, arus akan melewati membran sel dan mempengaruhi cairan intraseluler. Membran sel ekuivalen dengan kapasitansi, cairan intraseluler dan ekstraseluler ekuivalen dengan resistensi ketika arus melewati jaringan biologis. Oleh karena itu, model rangkaian RC umumnya digunakan untuk mewakili jaringan biologis: kapasitansi ( $C_m$ ) ekuivalen dengan membran, resistansi internal ( $R_i$ ) ekuivalen dengan cairan intraseluler,  $C_m$  terhubung seri dengan  $R_i$ , dan kemudian terhubung paralel dengan resistansi eksternal ( $R_e$ ) yang ekuivalen dengan cairan ekstraseluler.

Sistem spektroskopi impedansi listrik terdiri dari dua bagian. Pertama adalah sensor/elektroda, metode spektroskopi impedansi listrik adalah dengan memberikan sinyal AC (bisa arus maupun tegangan) kecil ke dalam sampel/bahan uji dengan menggunakan dua atau lebih elektroda yang geometri diketahui. Yang

kedua merupakan *impedance analyzer*, sinyal AC yang telah dilewatkan ke bahan uji dalam rentang frekuensi tertentu diukur nilainya oleh impedance analyzer; hasil pengukuran tegangan kompleks dan nilai arus yang melewati bahan uji pada elektroda kemudian diekstraksi untuk menghasilkan spektrum impedansi. Spektroskopi impedansi listrik mengukur sifat resistansi dan kapasitansi suatu bahan melalui penerapan sinyal eksitasi AC sinusoidal. Spektrum impedansi diperoleh dengan memvariasikan frekuensi pada rentang yang ditentukan. Kapasitansi dan resistansi sistem yang diukur kemudian dapat dihitung dengan mengukur respons fasenya. Spektrum impedansi dapat dihasilkan dan analisis spektrum selanjutnya menghasilkan informasi yang berguna tentang sifat fisikokimia material.

Pengukuran terkait impedansi listrik seperti salah satunya adalah *Bioelectrical Impedance Spectroscopy* (BIS) yang secara luas dapat digunakan untuk berbagai bentuk analisis. Dengan teknik ini, perilaku dinamis dari bahan biologis dengan diberikan sinyal AC dapat dipelajari. Respon bahan biologis terhadap pemberian arus AC didapatkan hasil pengukuran berupa nilai tegangan yang dapat digunakan untuk menghitung impedansi ( $Z$ , bilangan kompleks) sebagai fungsi frekuensi ( $f$ ) serta dengan mengetahui beda fasa nya sehingga dapat diketahui pula nilai  $Z_{\text{real}}$  dan  $Z_{\text{imaginer}}$ , dimana nilai  $Z_{\text{real}}$  berhubungan dengan nilai Resistansi bahan dan nilai  $Z_{\text{imaginer}}$  berhubungan dengan nilai Reaktansinya. Sifat-sifat impedansi bahan biologis biasanya dapat digunakan untuk meneliti kualitas bahan maupun untuk mengkarakterisasi sifat bahan. Sebagai metode *non-invasif*, pengukuran impedansi secara otomatis dapat memberikan hasil yang sensitif dan kuantitatif. Keunggulan ini membuat pengukuran impedansi digunakan secara luas

untuk mempelajari bahan biologis contohnya untuk analisis sel dan pemantauan hidup sel.

Konsep dasar yang digunakan pada penggunaan teknik BIS yaitu pengukuran besar impedansi listrik bahan uji yang berupa bahan biologis. Pengukuran dilakukan dengan cara menginjeksikan arus AC dan mengukur tegangannya sesuai dengan prinsip dasar Hukum Ohm pada elektrodanya. Pada penelitian ini digunakan elektroda berbasis IDT (*Interdigital Transducer*) dimana perubahan reaktansi yang terbentuk antara elektroda mengakibatkan perubahan nilai impedansi listrik yang terukur dari elektroda. Penggunaan IDT sebagai elektroda pengukur didasarkan pada sifatnya yang *Nondestructive Testing* (NDT). NDT sendiri merupakan teknik pengukuran tanpa melakukan kontak langsung terhadap objek sehingga tidak menimbulkan kerusakan pada objek yang diukur.

Waktu pengukuran impedansi listrik dengan menggunakan metode BIS biasanya memerlukan waktu yang relatif lama, tuning frekuensi dan plot data hasil pengukuran dicatat satu persatu secara manual ditambah apabila diharuskan untuk menggambarkan plot Nyquist dan Bode, padahal suatu bahan biologis dapat mengalami perubahan impedansi dengan sangat cepat sampai orde milidetik. Sistem yang diukur harus berada pada kondisi stabil sepanjang waktu yang diperlukan untuk mengukur spektrum BIS, sehingga diperlukan sistem pengukuran yang dapat bekerja secara cepat dan presisi. Pada penelitian ini akan dibuat sistem instrumentasi untuk pengukuran impedansi listrik bahan yang mampu bekerja secara cepat dan presisi. Sebuah sumber arus akan dibuat dengan beberapa pilihan nilai arus dan frekuensi. Sumber arus terdiri dari rangkaian sinyal generator dan rangkaian Howland. *Signal generator* dibuat berbasis Mikrokontroler dan modul

AD9850 yang menggunakan konsep *Direct Digital Synthesizer* (DDS) yang sering digunakan karena berbasis sistem digital, sistem digital dipilih karena memiliki keunggulan yakni tingkat akurasi dan presisi yang tinggi. Sebelum masuk ke sistem akuisisi, data hasil pengukuran dihubungkan ke IC AD8302 yang dapat mendeteksi tegangan yang dapat diubah menjadi nilai magnitude dan phase yang kemudian dihubungkan dengan ADC pada Mikrokontroler. *Software* Delphi digunakan sebagai kontrol frekuensi DDS dan pemilih arus serta sebagai penampil hasil pengukuran yang berupa Nyquist dan Bode Plot. Pengukuran impedansi listrik pada penelitian dilakukan dengan cara dimana bahan uji akan diamati dalam rentang frekuensi tertentu untuk memperoleh dua plot yaitu plot hubungan impedansi dan frekuensi (Bode Plot) dan plot hubungan antara  $Z_{\text{real}}$  dan  $Z_{\text{imaginer}}$  (Nyquist Plot). Kemudian akan didapatkan karakteristik bahan uji berdasarkan perubahan impedansi nya. Adapun kerangka pemikiran yang dikembangkan pada penelitian ini ditunjukkan pada gambar 3.1.

## **3.2 Variabel Penelitian**

Variabel dalam penelitian ini dikelompokkan menjadi variabel bebas dan variabel terikat sebagai berikut:

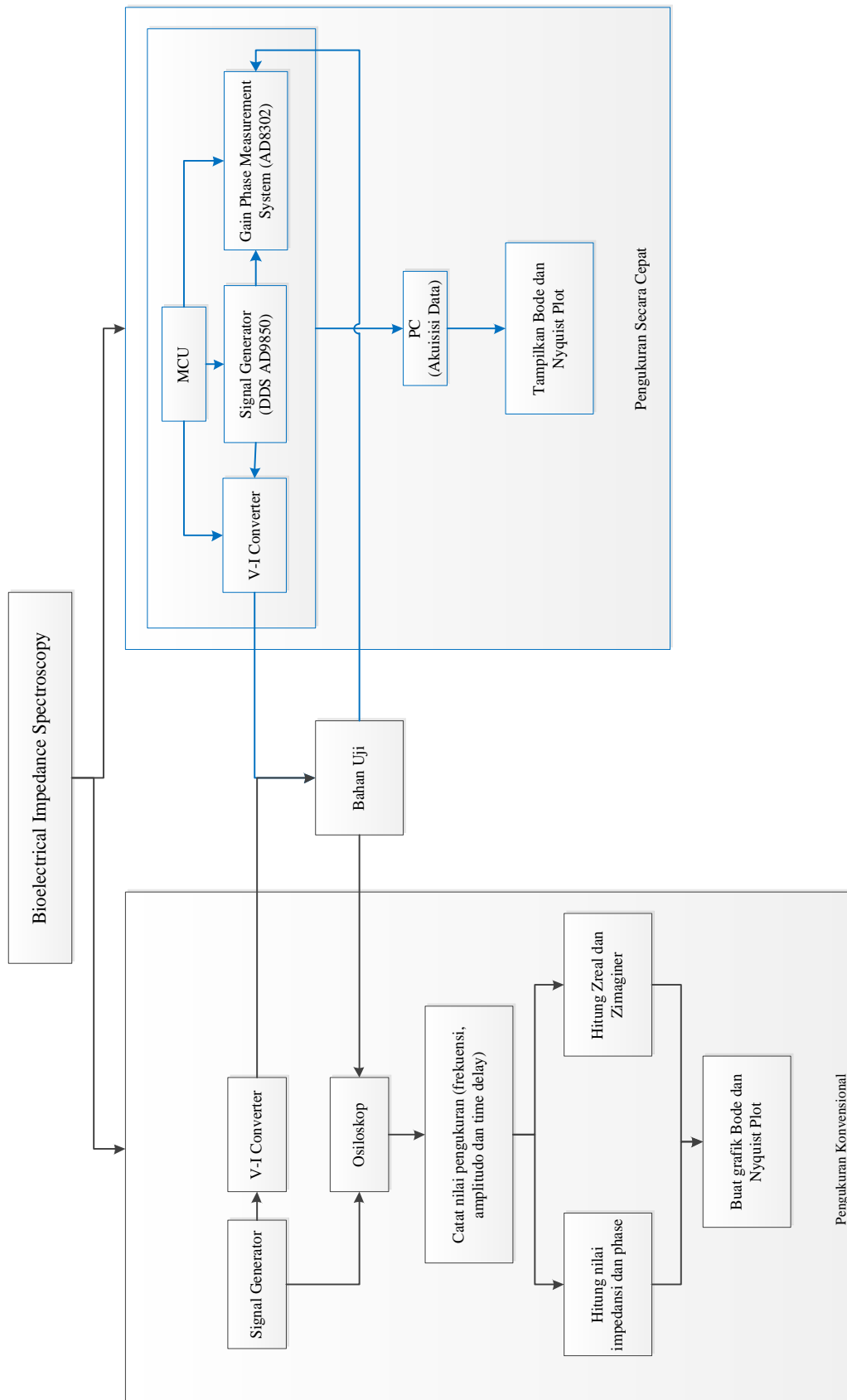
### **3.2.1 Variabel Bebas**

Variabel bebas dalam penelitian ini adalah arus dan frekuensi yang akan diinjeksikan ke bahan uji.

### **3.2.2 Variabel Terikat**

Variabel terikat dalam penelitian ini adalah beda potensial yang terukur pada elektroda IDT akibat injeksi arus yang menentukan nilai dari impedansi listrik pada bahan uji.





Gambar 3. 1 Kerangka Konsep Pemikiran

## **BAB IV**

### **METODE PENELITIAN**

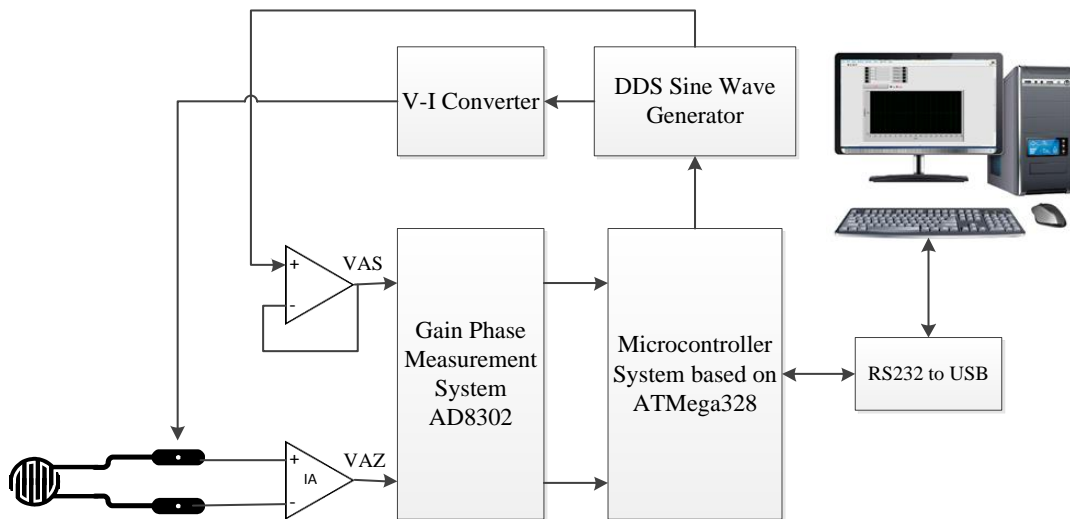
#### **4.1 Waktu Dan Tempat Penelitian**

Penelitian ini dilaksanakan di Laboratorium *Measurement and Circuit System* Jurusan Fisika Universitas Brawijaya Malang dari bulan Maret hingga bulan Juni 2019.

#### **4.2 Desain Sistem**

Desain sistem untuk pengukuran impedansi listrik bahan biologis pada penelitian ini ditunjukkan pada Gambar 4.1 yang secara garis besar terbagi atas enam sistem utama, yaitu elektroda IDT, sinyal generator, sumber arus AC, *gain phase detector (GPD)*, mikrokontroler, dan *software* penampil. Sumber arus AC terdiri dari dua bagian yaitu signal generator dan rangkaian V-I (*Voltage to Current*) konverter. Sumber arus AC adalah sebuah perangkat yang dapat mempertahankan nilai arus tanpa terpengaruh oleh besar hambatan pada beban. Kelima sistem utama tersebut akan terintegrasi menghasilkan sebuah sistem pengukuran impedansi listrik berbasis *Bioelectrical Impedance Spectrometer* yang akan mengukur impedansi listrik suatu bahan biologis dengan menggunakan elektroda berbasis IDT. Data hasil pengukuran nilai impedansi listrik bahan ditampilkan dalam *software* penampil lewat PC. Tampilan data hasil pengukuran akan dibuat berupa bentuk grafik plot Bode dan Nyquist. Bode Plot merupakan plot grafik hubungan antara nilai impedansi listrik bahan uji dan frekuensi yang diberikan ke bahan uji dan hubungan antara frekuensi dengan beda fase, serta Nyquist Plot merupakan grafik hubungan antara nilai *Zreal* dan *Zimaginer*. Mikrokontroler merupakan

sistem utama yang akan menangani beberapa pekerjaan diantaranya adalah sebagai kontrol *signal generator* untuk digunakan dalam sistem injeksi arus dan akuisisi data hasil pengukuran.



Gambar 4. 1 Desain sistem secara keseluruhan

Sistem instrumentasi ini didesain supaya mampu untuk melakukan pengukuran impedansi listrik bahan biologis secara cepat. Metode pengukuran impedansi listrik yang digunakan pada penelitian ini adalah pengukuran dengan cara menginjeksikan arus listrik AC pada range frekuensi tertentu. Arus listrik diinjeksikan dengan menggunakan sumber arus yang terdiri atas signal generator dan rangkaian V-I konverter, elektroda yang digunakan untuk mengukur nilai impedansi listrik bahan yaitu elektroda berbasis *Interdigital Transducer* (IDT). Nilai pengukuran dalam bentuk tegangan yang diukur oleh elektroda IDT sebelum masuk ke sistem akuisisi data dihubungkan terlebih dahulu ke *gain and phase detector*. Data yang diperoleh dalam nilai tegangan lalu dihitung nilai impedansinya dan beda fasenya, kemudian ditampilkan dalam *software* penampil dalam bentuk plot Bode

dan Nyquist, dimana plot Bode merupakan grafik hubungan frekuensi dan impedansi serta frekuensi dan beda fase, sedangkan Nyquist merupakan grafik hubungan antara  $Z_{\text{real}}$  dan  $Z_{\text{imaginer}}$ .

### 4.3 Desain Elektroda IDT

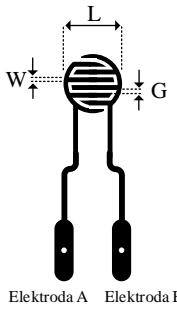
Pengukuran impedansi listrik bahan dalam penelitian ini menggunakan elektroda IDT. Beberapa keuntungan dapat diperoleh dalam penggunaan elektroda IDT, salah satu yang paling penting, terutama untuk elektroda NDT (*nondestructive testing*) yaitu hanya diperlukan satu sisi elektroda untuk menginjeksi ke bahan uji. Prinsip dari NDT didasarkan pada interaksi medan elektromagnetik yang dihasilkan elektroda terhadap material bahan uji. Arus listrik dapat menembus sampel dari satu sisi sampel dan melewati sisi lainnya untuk mengubah sifat listrik dari MUT (*material under testing*).

Elektroda IDT memiliki prinsip kerja yang hampir sama seperti elektroda plat sejajar yang lebih konvensional. Pengukuran dilakukan dengan memberikan tegangan yang diterapkan ke elektroda dan impedansi di seluruh elektroda diukur. Namun, tidak seperti elektroda plat sejajar pada umumnya, elektroda berbasis IDT tidak memerlukan akses dua sisi ke MUT. Pada elektroda IDT nilai kapasitansi dan konduktansi antara kedua elektroda tergantung pada sifat dielektrik material serta pada bentuk dan geometri elektroda. Tabel 4.1 menunjukkan desain dari elektroda IDT yang digunakan pada penelitian ini untuk melakukan pengujian pada bahan uji dengan spesifikasinya.

Elektroda IDT dibuat pada *Printed Circuit Board* (PCB) FR4. Rancangan elektroda berbentuk lingkaran dengan parameter diameter elektroda adalah  $L$ .

Lebar geometri elektroda sumber dan penerima memiliki ukuran sama dinyatakan dalam W. Besar gap antar elektroda adalah G.

Tabel 4. 1 Konfigurasi elektroda IDT dan spesifikasi geometri

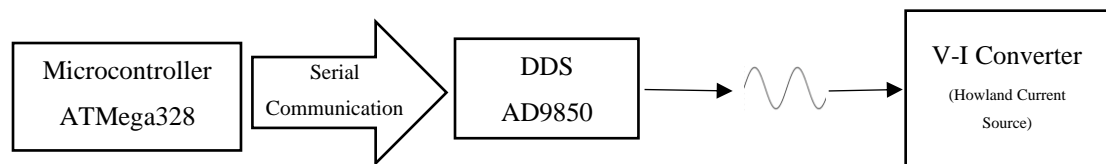
Morfologi	Spesifikasi	Nilai	Unit
	L	0,8	cm
	W	0,1	cm
	G	0,05	cm
	Jumlah pias/elektroda	7	pasang

#### 4.4 Desain Sumber Arus

Pada penelitian ini sumber arus yang dibuat merupakan sumber arus *dependent* atau tak bebas, sumber arus *dependent* merupakan sumber arus yang besarnya tergantung dengan elemen lain, dalam hal ini tegangan. Sumber arus bolak-balik (AC) merupakan sumber arus yang polaritasnya berubah terhadap waktu. Sumber arus yang dibuat bersifat adjustable (bisa diatur nilai keluarannya sesuai dengan kebutuhan). Cara pengontrolan nilai arus yang keluar menggunakan sumber tegangan atau yang biasa dikenal dengan *Voltage Controlled Current Source* (VCCS). VCCS adalah sebuah metoda untuk membuat sumber arus dengan mengontrol tegangan masukannya. Jadi, jika diinginkan nilai arus yang adjustable maka yang dilakukan dengan mengubah besar tegangan masukannya. VCCS bisa dibuat dengan beberapa metoda, salah satunya adalah dengan *Howland Circuit*. Pada VCCS arus bolak-balik biasanya menggunakan sinyal generator. Sinyal yang

digunakan berupa sinyal AC yang memiliki puncak di fase positif dan negatif. Sinyal yang digunakan pada sumber arus yang dibuat di penelitian ini yakni sinusoidal.

Frekuensi *synthesizer* adalah sebuah metode untuk menghasilkan sinyal analog dengan membangkitkan sinyal dengan waktu yang berubah – ubah dalam bentuk digital dan kemudian bentuknya dirubah dengan *digital to analog converter*. Teknik dalam pembuatan sinyal *generator* pada penelitian ini menggunakan modul DDS AD9850 dan mikrokontroler. Gambar 4.2 merupakan blok diagram sumber arus yang akan dibuat pada penelitian ini.



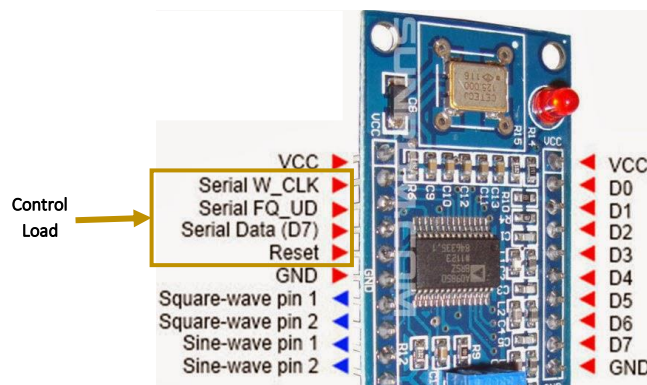
Gambar 4. 2 Blok Diagram Sumber Arus

#### 4.4.1 Desain Sinyal Generator

*Direct Digital Synthesizer* (DDS) adalah sebuah metode untuk menghasilkan sinyal sinus analog yang berubah-ubah terhadap waktu dengan menggunakan fasilitas *digital to analog converter* (DAC). Pembangkit frekuensi terprogram yang dibuat terdiri dari unit kendali berupa Mikrokontroler dan DDS AD9850. Pengaturan frekuensi keluaran DDS ditentukan oleh nilai *tuning word*. Frekuensi keluaran dari DDS ini tergantung pada frekuensi *clock* referensi. Untuk membangkitkan frekuensi sesuai dengan nilai frekuensi yang diinginkan perlu diatur nilai *Frequency Tunning Word* (FTW) yang dirumuskan sesuai persamaan 4.2.

$$f_{out} = \frac{tuning\ word \times Clock\ Freq}{2^N} \quad (4.1)$$

Berdasarkan persamaan 4.1  $f_{out}$  adalah nilai frekuensi yang akan dibangkitkan (Hz). *Clock Freq* adalah nilai frekuensi *system clock* DDS AD9850 dalam penelitian ini digunakan 125 MHz,  $2^N$  adalah nilai pembagi dimana  $N$  adalah jumlah bit *accumulator fasa* (pada AD9850 jumlah bit *accumulator fasa* yang digunakan adalah 32), dan *tuning word* adalah nilai (dari *tuning word* 32 bit) untuk menentukan frekuensi yang ingin dibuat. *Tuning word* ini terdiri dari 5 urutan yang dimulai dari *byte0* sampai dengan *byte4*. *Byte0* berfungsi sebagai kontrol fase, kemudian *byte1* sampai *byte4* (yang merupakan 32bit) digunakan untuk data. *Byte0* dikirimkan pertama kali dimulai dari *MSB (Most Significant Bit)*. Dalam 1 *Byte* yang terkirim berisi 8bit data. Gambar 4.3 merupakan skematik dari modul DDS AD9850 dengan mode serial dalam mengirim 1byte yang berisi 8bit data.



Gambar 4. 3 Skematik Modul DDS AD9850

AD9850 berisi *register* 40-bit yang digunakan untuk memprogram kontrol frekuensi 32-bit, kontrol fase 5-bit, dan fungsi *power-down*. Penggunaan DDS pada penelitian ini menggunakan mode *serial*. Kontrol *serial* tergantung pada 3 bit kontrol *loading* yaitu, *W\_CLK*, *FQ\_UD*, dan *RESET*. *W\_CLK* adalah *clock* yang

#### 4.4.2 Desain V-I Konverter

48



tegangan terkontrol dengan beban yang terhubung ke *ground*.  $R_L$  (bahan uji) terhubung ke *ground* dan arus yang masuk ke bahan uji dikontrol oleh tegangan input  $V_{in}$ . Dalam rangkaian ini tegangan  $V_{in}$  pertama-tama ditentukan pada bagian input *non-inverting* dan kemudian dapat ditentukan hubungan antara  $V_{in}$  dan arus yang mengalir ke beban ( $R_L$ ). Berdasarkan rumus pembagi tegangan, persamaan untuk menentukan nilai pada  $V_{in}$  dapat diperoleh sebagai berikut,

Pertama menurut aturan *op-amp* ideal maka dapat dinyatakan bahwa,

$$V_- = V_+ \quad (4.2)$$

Tegangan yang melewati  $V_A$  dapat dinyatakan sebagai,

$$V_A \left( \frac{R_1}{R_1 + R_3} \right) + V_B = V_{in} \left( \frac{R_4}{R_4 + R_2} \right) + V_{ref} \left( \frac{R_2}{R_2 + R_4} \right) \quad (4.3)$$

Pada persamaan 4.3 dapat dituliskan sebagai,

$$V_A = \left\{ V_{in} \left( \frac{R_4}{R_4 + R_2} \right) + V_{ref} \left( \frac{R_2}{R_2 + R_4} \right) \right\} \times \left( \frac{R_1 + R_3}{R_1} \right) \quad (4.4)$$

Jika nilai  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ , maka persamaan 4.4 dapat dituliskan sebagai,

$$V_A = \left\{ V_{in} \left( \frac{R}{2R} \right) + V_{ref} \left( \frac{R}{2R} \right) \right\} \times \left( \frac{2R}{R} \right) \quad (4.5)$$

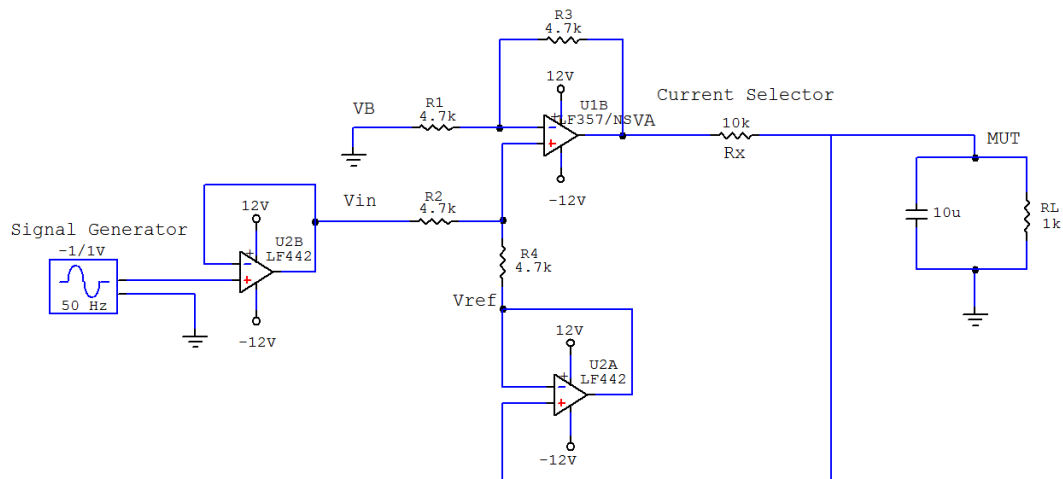
$$V_A = V_{in} + V_{ref} \quad (4.6)$$

Berdasarkan hukum Ohm, arus keluaran diperoleh dalam persamaan:

$$I_{out} = \frac{V_{in} + V_{ref}}{R_x} \quad (4.7)$$

Nilai-nilai resistor pada rangkaian Howland biasanya dibuat sama untuk memudahkan konversi. Nilai tersebut yakni  $R_{IAI} = R_{FAI} = R_{IB} = R_{FB}$  maka rangkaian penguat diferensial akan menjadi *Unity Gain Differential Amplifier* dan gain tegangan penguat akan tepat satu. Kemudian nilai output dari rangkaian Howland

akan memenuhi persamaan 4.7. Sehingga yang berpengaruh terhadap nilai keluaran arus hanya  $R_{Selector}/R_x$ . Dengan kata lain arus yang dihasilkan adalah perbandingan antara nilai tegangan terhadap  $R_{Selector}$ , sesuai dengan persamaan 4.7.



Gambar 4. 5 Skematik Rangkaian V-I *Converter* Berbasis Howland Termodifikasi

Rangkaian sumber arus Howland termodifikasi terdiri dari IC op-amp LF357 dan LF442. Menurut datasheet IC yang digunakan dapat bekerja secara stabil pada frekuensi maksimal 5 MHz pada LF357 dan 1 MHz pada LF442.

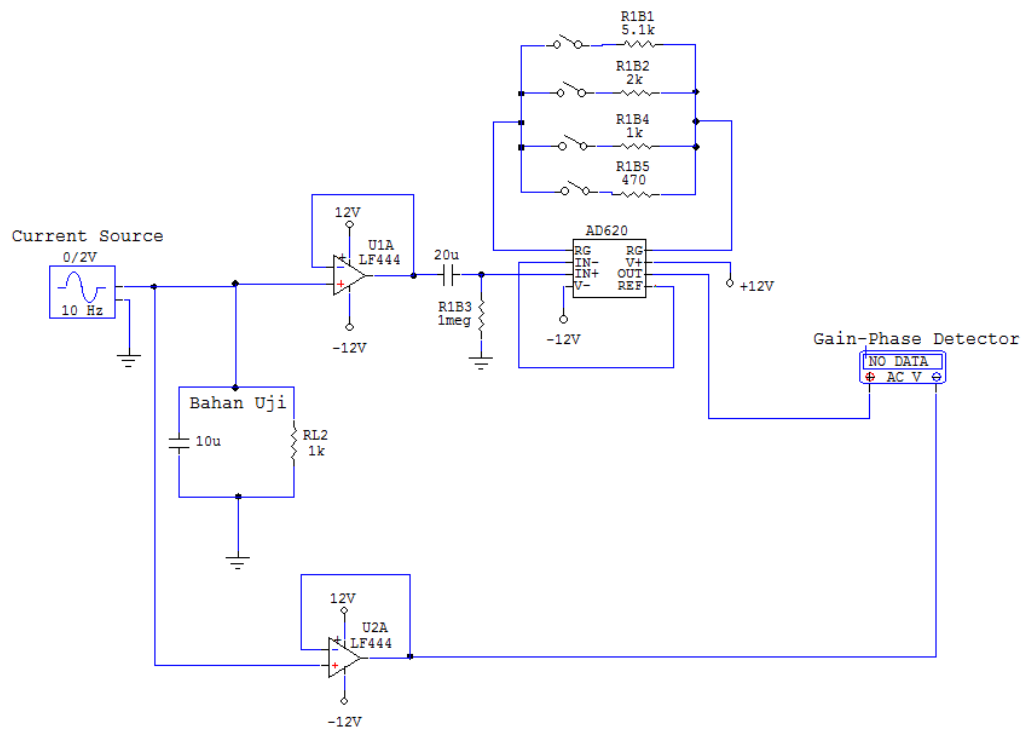
#### 4.5 Desain Pengkondisi Sinyal

Metode BIS nilai tegangan diukur melalui hubungan antara arus dan beban mempengaruhi nilai pengukurannya. Pengukuran beda fase yang melibatkan dua buah sinyal apabila memiliki *amplitude* yang kecil maka akan sulit untuk dibedakan, terlebih apabila sistem pengukurnya juga tidak mampu untuk mengukur sinyal kecil. Untuk mengukur impedansi bahan yang kecil (dalam orde Ohm) diperlukan arus yang besar sehingga sinyal dapat teridentifikasi, misalnya untuk mengukur bahan dengan nilai impedansi listriknya 100Ohm apabila digunakan arus

sebesar 10uA maka tegangan terukur akan sama dengan 0,001Volt, tentunya ini merupakan *amplitude* yang kecil sehingga diperlukan alat ukur dengan resolusi tinggi untuk mengukurnya. Berdasarkan hal tersebut maka sinyal hasil pengukuran impedansi listrik dapat dikondisikan sehingga sinyalnya akan bertambah besar dan selanjutnya mudah untuk diukur, sebagai contoh apabila kita menggunakan penguatan 100x maka sinyal yang dapat terukur adalah 0,1V. Dalam penelitian ini penguat yang digunakan adalah penguat instrumentasi dengan IC tipe AD620. Dengan menggunakan rangkaian penguat instrumentasi ini beda potensial dengan dua masukan akan dikuatkan. Besar penguatannya didapat melalui persamaan 4.1,

$$G = 1 + \frac{49,4}{R_G} \quad (4. 8)$$

Penentuan *gain* hanya menggunakan satu resistor saja, yaitu resistor  $R_G$ . *Gain* dapat dipilih dengan beberapa pilihan, dan kemudian dikontrol pemilihannya melalui multiplexer via PC. Rangkaian pengkondisi sinyal dapat terlihat pada gambar 4.6. Bahan uji yang telah di injeksi oleh arus listrik AC nilai impedansi listrik yang direpresentasikan oleh nilai tegangan akan dikondisikan terlebih dahulu dengan cara dikuatkan dengan menggunakan IC AD620, sesuai dengan gambar 4.6. Sebelum masuk ke AD620 kopling kapasitor diberikan dengan menggunakan *filter high pass pasif*, *filter high pass* dibangun untuk melewatkan frekuensi tinggi dan mengurangi amplitudo frekuensi yang lebih rendah daripada frekuensi cutoff nya. *Filter high pass* pada gambar 4.6 merupakan filter yang sangat sederhana yang terdiri atas kapasitor yang terhubung secara paralel dengan resistor.



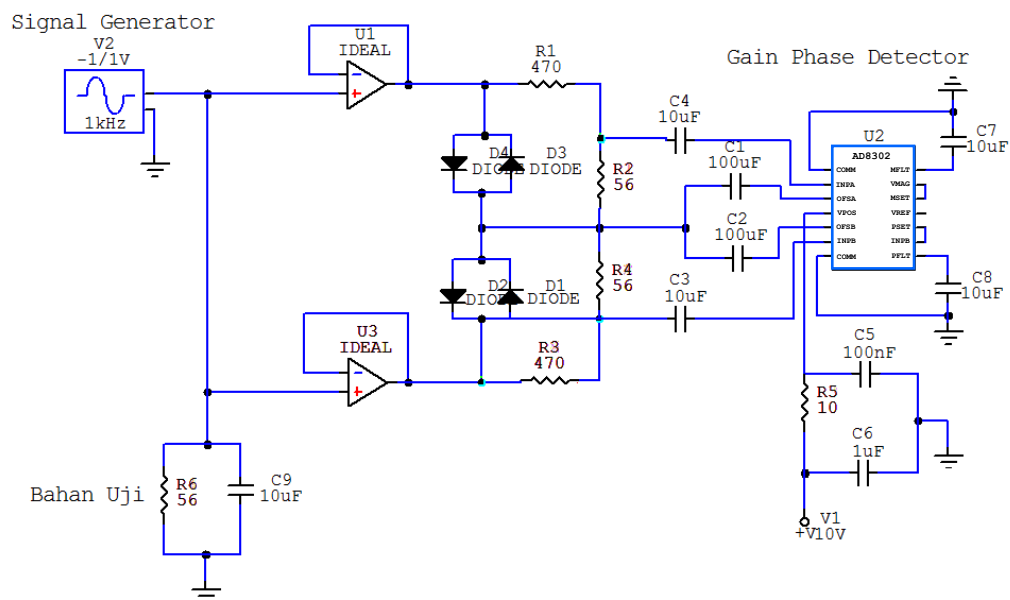
Gambar 4. 6 Rangkaian pengkondisi sinyal

#### 4.6 Desain *Gain Phase Detector*

Menurut prinsip pengukuran bio-impedansi, karakteristik frekuensi dan beda fase bio-impedansi dari bahan uji dapat dihitung dengan menggunakan rasio amplitudo yang diukur dan perbedaan fase. Pada penelitian ini digunakan sebuah sistem yang dapat mengukur rasio amplitudo dan perbedaan fasa dari dua sinyal keluaran dengan menggunakan IC AD8302. Seperti yang terlihat pada Gambar 4.6 yang menunjukkan rangkaian pengkondisi sinyal yang terhubung AD8302 dalam mode pengukuran yang kemudian skematik penggunaan IC AD8302 dibuat seperti terlihat pada gambar 4.7.

Untuk mengembangkan sistem pengukuran BIS yang dapat bekerja dengan cepat dan hemat biaya untuk pengukuran impedansi *real-time*, GPD (*Gain and Phase Detector*) berdasarkan AD8302 digunakan sebagai komponen utama. AD8302 adalah *chip* terintegrasi yang dapat digunakan untuk mengukur besarnya

dan fase dua sinyal yang berbeda, yang merupakan produk dari ADI. Rasio magnitudo dan metode deteksi perbedaan fase didasarkan pada perbandingan dua sinyal - satu diukur dari impedansi listrik yang tidak diketahui ( $Z$ ), yang kedua diukur dari resistor referensi ( $R$ ). Sebagai pengukur magnitudo, AD8302 memiliki rentang pengukuran -30dB hingga 30dB dengan *sensitivitas* 30mV/dB dan dapat mendeteksi perubahan fase -90° hingga 90° dengan *sensitivitas* 10mV/°. Frekuensi operasi AD8302 berdasarkan *datasheet* adalah dari DC-2700MHz, sehingga sangat cocok untuk aplikasi BIS yang membutuhkan rentang frekuensi sampai kisaran MHz. Rangkaian GPD yang menggunakan AD8302 tidak memerlukan banyak komponen eksternal, seperti yang terlihat pada gambar 4.7 merupakan skematik dari rangkaian AD8302.



Gambar 4. 7 Skematik rangkaian AD8302 untuk pengukuran Gain-Phase

Untuk mencocokkan impedansi *input* 50Ω dari AD8302, *buffer input* diperlukan sebelum sinyal memasuki AD8302. Dua *buffer input* identik dibangun menggunakan *dual op amp* dengan daya rendah LF442. Setiap *buffer input* terdiri

dari *buffer* dengan *gain* satu kali dan *attenuator* tegangan dengan resistor 470  $\Omega$  dan 56  $\Omega$ , hal tersebut berarti sinyal yang akan masuk ke GPD akan dilemahkan sebesar 10x. Pemasangan dioda pada rangkaian dalam gambar 4.7 digunakan untuk pengaman, untuk membuat amplitudo sinyal menjadi tidak lebih dari 700mV<sub>peak</sub> untuk AD8302. Karena apabila sinyal yang memasuki AD8302 lebih dari 700mV<sub>peak</sub> maka IC akan rusak. AD8302 membandingkan dua sinyal input VA dan VB dan menghasilkan dua tegangan output: V<sub>mag</sub> dan V<sub>phs</sub> yang dapat dinyatakan sebagai

$$v_{mag} = \alpha_1 \cdot \log \left( \frac{|V_A|}{|V_B|} \right) + 900 \text{ mV} \quad (4.9)$$

$$v_{phs} = \alpha_2 \cdot (|\theta_A - \theta_B| - 90^\circ) + 900 \text{ mV} \quad (4.10)$$

dimana  $\alpha_1$  dan  $\alpha_2$  adalah dua koefisien yang bernilai,  $\alpha_1 = 30\text{mV/dB}$  dan  $\alpha_2 = 10\text{mV/degree}$ .

Jadi *magnitude* (dB) dapat dinyatakan dalam,

$$\text{magnitude (dB)} = \frac{(900\text{mV} - v_{mag})}{30\text{mV}} \quad (4.11)$$

Dan beda fase dapat dinyatakan,

$$\theta(\text{derajat}) = \frac{(1800\text{mV} - v_{phs})}{10\text{mV}} \quad (4.12)$$

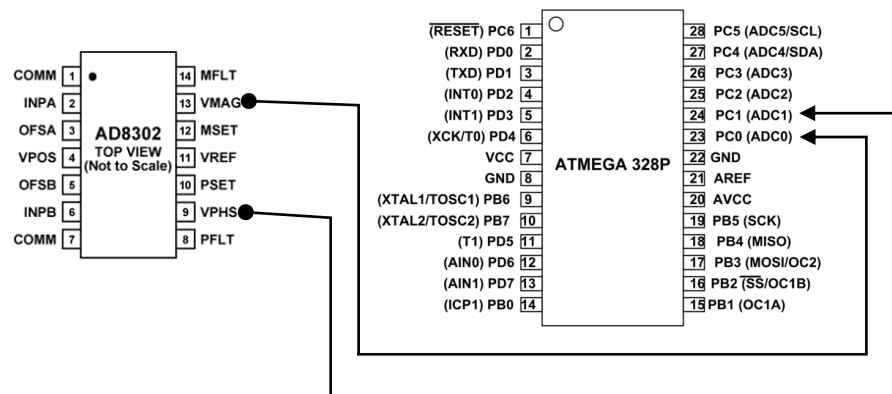
Dan selanjutnya impedansi *real* dan *imaginer* dapat dinyatakan sebagai,

$$Z_{max} = \frac{10^{\frac{mag}{20}} V_{in}}{I} \quad (4.13)$$

$$Z_{real} = Z_{max} \cos \theta \quad (4.14)$$

$$Z_{im} = Z_{max} \sin \theta \quad (4.15)$$

Pada Gambar 4.7, dua kapasitor 100  $\mu\text{F}$  C1 dan C2, yang masing-masing dihubungkan ke pin *ground* OFSA dan OFSB, adalah komponen kunci untuk mengatur frekuensi *cutoff high pass* dari kompensasi internal IC termasuk internal 10 pF sesuai dengan persamaan yang terdapat pada *datasheet*. Dalam rangkaian ini ini,  $CC \approx 100 \mu\text{F}$ , jadi  $f_{HP} (\text{kHz}) = 2 / CC (\mu\text{F})$ , di mana CC adalah kapasitansi dari OFSA atau OFSB ke ground.  $f_{HP} \approx 20 \text{ Hz}$ , yang berarti secara teoritis, AD8302 dapat bekerja pada frekuensi paling rendah adalah 20 Hz.



Gambar 4. 8 Konfigurasi AD8302 dengan Mikrokontroler sebagai Pemroses Sinyal

## 4.7 Desain Pemroses Sinyal

Sinyal tegangan yang keluarannya telah dikondisikan oleh pengkondisi sinyal dan dideteksi nilai puncaknya oleh rangkaian peak detektor kemudian diproses dengan menggunakan pemroses sinyal yang berupa mikrokontroler. Tahapan dari pemroses sinyal ini meliputi perubahan sinyal analog menjadi digital oleh ADC sampai dengan pengiriman data digital ke komputer. Pada tahap pemroses sinyal disini piranti ADC harus dimiliki, sinyal yang keluar dari *gain and phase detector* merupakan sinyal analog oleh karenanya diperlukan fungsi ADC untuk mengubah data analog menjadi data digital sehingga komputer mampu

membaca data yang diterima. Untuk melakukan desain pemroses sinyal, pertama kali dipilih pin mana saja yang akan digunakan untuk melakukan pemrosesan nantinya. Pada sistem ini pin ADC digunakan sebagai masukan *analog* dari pengkondisi sinyal. Pengiriman data ke PC menggunakan komunikasi serial, pin yang dibutuhkan adalah pin RX dan pin TX. Pin RX dan TX dari mikrokontroler dihubungkan silang pada pin RX dan TX dari *converter* USB to TTL untuk komunikasi dengan PC.

#### **4.8 Pengujian Sistem Secara Keseluruhan**

Pengujian sistem dilakukan untuk mengetahui *performa* dari sistem yang telah dibuat. Pengujian pertama dilakukan modul DDS AD9850 meliputi pengujian bentuk sinyal keluaran, pengujian keakurasian frekuensi, respon frekuensi, dan *noise* yang terjadi. Pengujian yang dilakukan akan sangat penting karena DDS AD9850 menentukan kualitas sinyal *sinusoidal* yang dihasilkan. Pengamatan tentang akurasi dan *noise* juga penting sehingga akan diperoleh batas maksimal dan minimal frekuensi yang bisa digunakan serta tingkat akurasi frekuensinya. Pengujian selanjutnya adalah pengujian V-I *converter*, pengujian dilakukan untuk mengetahui apakah sumber arus mampu untuk bekerja pada range frekuensi yang diinginkan serta menguji apakah arus yang keluar dari rangkaian V-I *converter* akurat dan presisi. Untuk mengetahui apakah sistem mampu bekerja untuk menentukan nilai pengukuran impedansi dengan baik maka dilakukan pengujian dengan menggunakan RC paralel sebagai rangkaian sederhana ekuivalen bahan biologis. Data yang telah diperoleh kemudian dilakukan perbandingan dengan menggunakan LCR meter dan juga perhitungan secara teoritis untuk mengetahui apakah sistem yang bekerja menunjukkan hasil yang sesuai dengan teori. Kemudian



dilanjutkan pada bahan uji yang kemudian diukur nilai impedansi listriknya. Hasil pengukuran kemudian di plot dalam 3 grafik yaitu bode plot dalam grafik hubungan antara impedansi listrik dan frekuensi injeksi arus yang diberikan, bode plot fase dan plot Nyquist.

#### **4.9 Metode Pengukuran Impedansi Listrik Berbasis BIS**

Pengembangan sistem instrumentasi untuk pengukuran impedansi listrik sel berbasis *bioelectrical impedance spectrometer* pada penelitian ini menggunakan metode injeksi arus, dimana hasil pengukuran akan ditampilkan dalam dua plot grafik yaitu Bode dan Nyquist Plot. Pengukuran impedansi listrik bahan uji yang telah diinjeksikan arus dengan range frekuensi tertentu diukur *gain* dan *phasenya* dengan menggunakan *gain and phase detector* (GPD) kemudian diakuisisi dengan menggunakan mikrokontroler. Data hasil pengukuran yang berupa nilai tegangan diolah dengan cara dihitung nilai impedansi listriknya berdasarkan hukum ohm, yaitu hubungan antara tegangan hasil pengukuran dan besar arus yang diberikan pada bahan uji yang kemudian didapatkan nilai impedansi listriknya serta nilai tegangan juga diubah ke beda fase untuk dapat dicari nilai  $Z_{\text{imaginer}}$  dan  $Z_{\text{realnya}}$ . Pengukuran bahan biologis berbasis impedansi listriknya dilakukan dengan cara menginjeksikan arus AC pada range frekuensi tertentu. Karena bahan biologis mengalami perubahan fisis yang relatif cepat dikarenakan beberapa faktor, bisa dari *internal* maupun *eksternal* seperti suhu, kelembaban dan terjadinya proses oksidasi, maka satu pengukuran harus dilakukan dalam waktu yang cepat pula. Untuk melakukan pengujian sistem guna mengetahui apakah sistem mampu bekerja untuk membedakan bahan uji, digunakan sampel yang sederhana yang berupa larutan dengan perbedaan konsentrasi.

## **BAB V**

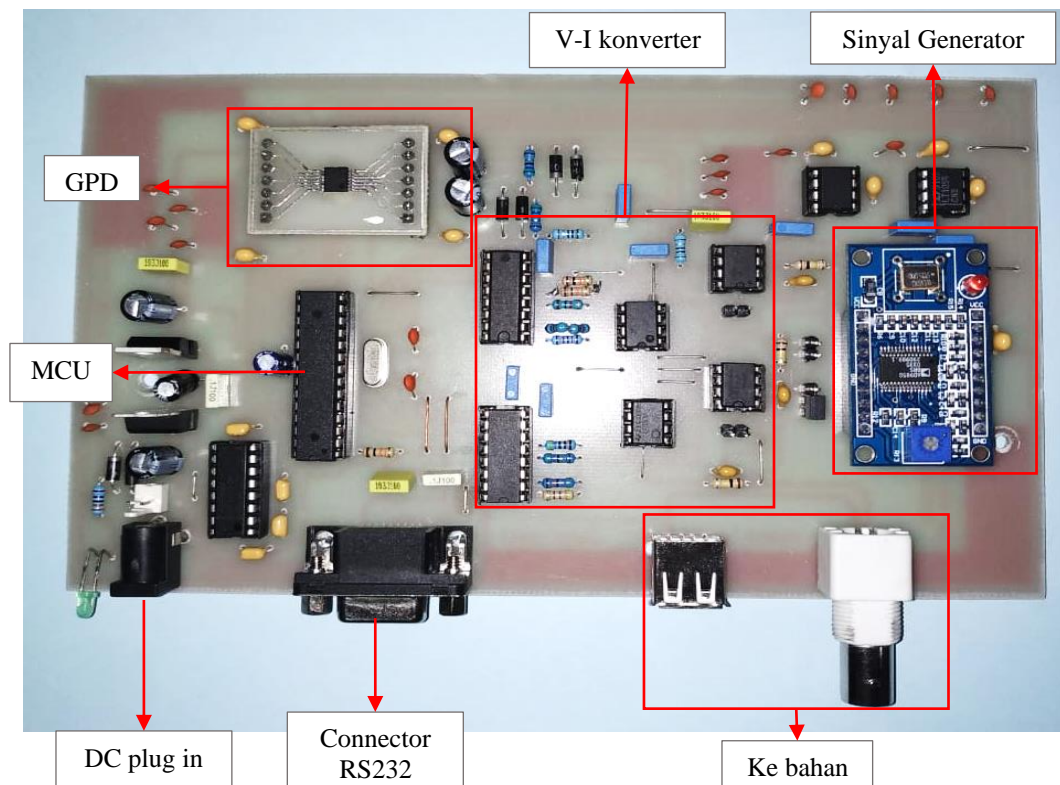
### **PEMBAHASAN**

Desain BIS pada penelitian ini telah dibuat sesuai dengan desain sistem secara keseluruhan pada bab IV. Untuk mengetahui kinerja dari system yang telah dibuat maka masing-masing bagian diuji. Pada sub bab ini akan ditampilkan hasil desain alat beserta hasil pengujiannya.

#### **5.1 Hasil Rancangan BIS (*Bioelectrical Impedance Spectrometer*)**

Perangkat prototipe BIS yang diberi nama BISDAQ pada penelitian ini dirancang dan dibangun berdasarkan metode yang dijelaskan dalam bab 4. Gambar 4.1 merupakan diagram blok perangkat dan Gambar 5.1 menunjukkan hasil dari desain yang telah dibuat. Blok diagram utama dari perangkat BISDAQ seperti yang ditunjukkan pada gambar 4.1 terdiri atas elektroda IDT, sinyal generator (gelombang sinus), sumber arus AC, GPD, mikrokontroler dan *software* penampil. Secara ringkas kerja dari system ini yaitu hasil pengukuran yang berupa nilai tegangan yang telah dikuatkan dari hasil pengukuran bahan uji dan tegangan referensi, masuk ke dalam GPD yang masing-masing menghasilkan keluaran dua tegangan DC yang sebanding dengan rasio magnitudo dan perbedaan fasa. Kedua keluaran GPD pada setiap perubahan frekuensi disampling oleh mikrokontroler. Rasio *magnitude* (yang kemudian diubah menjadi nilai impedansi) dan perbedaan fase dapat dihitung oleh *software*, dan kemudian ditampilkan pada PC dengan hasil plot Bode dan Nyquist, serta kemudian data dapat disimpan pada memori PC melalui antarmuka RS-232.

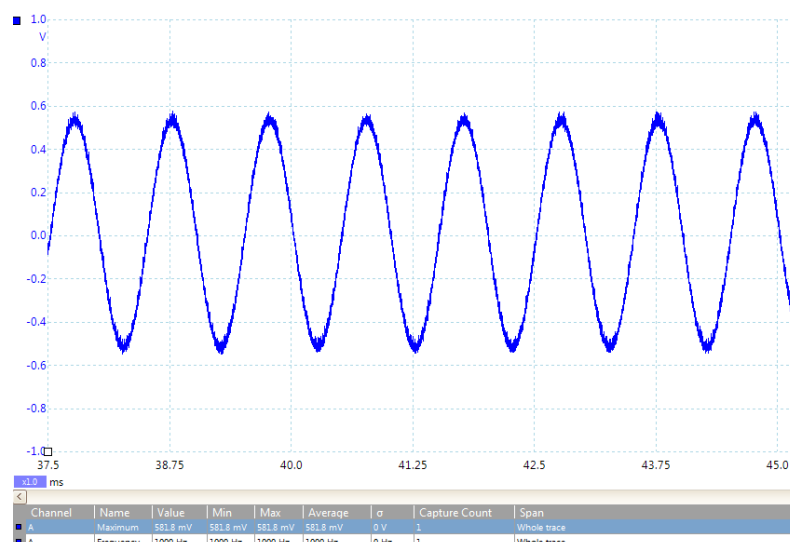
Hasil desain *hardware* system pengukuran impedansi listrik bahan uji (BIS) seperti yang diuraikan dalam bentuk PCB ditunjukkan pada gambar 5.1. Sistem ini terdiri dari sumber arus dan GPD, sistem bekerja dengan menggunakan catu daya 9 Volt-15 Volt dengan arus 1A DC. BISDAQ sendiri memiliki berat seluruh sistem sekitar 0,5 kg dan ukuran keseluruhan 22,8×14×6 cm. Komunikasi antara perangkat keras dan PC menggunakan serial UART dengan RS232 ke USB *converter*. Konektor yang menghubungkan sistem ke bahan uji menggunakan konektor BNC (untuk dapat digunakan pada elektroda plat sejajar atau elektroda jarum) dan konektor USB (untuk elektroda IDT). Sistem ini mampu bekerja dalam rentang frekuensi 100Hz-100kHz dengan mengganti frekuensi secara otomatis dengan resolusi 10Hz-100Hz. Arus yang dapat dipilih pada BISDAQ ini adalah 1uA, 10uA, 100uA dan 1mA yang dapat dikontrol langsung dari PC.



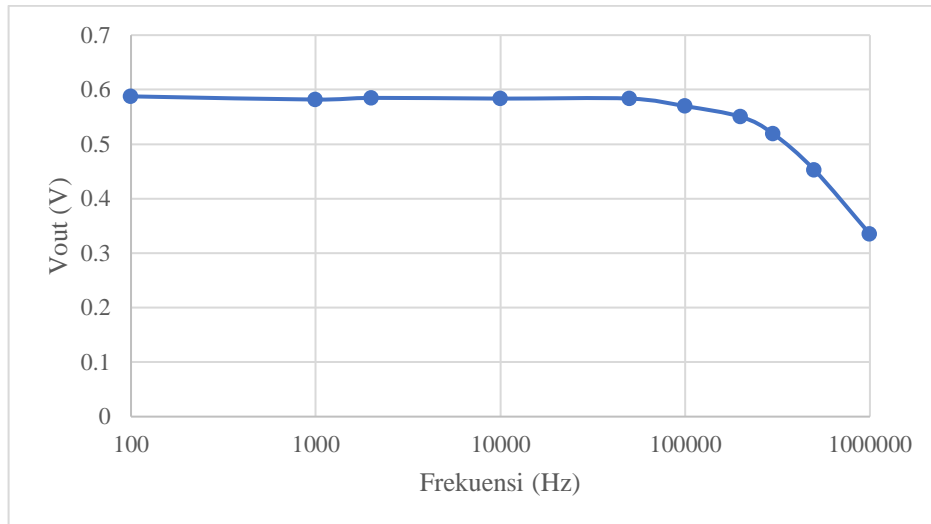
Gambar 5. 1 Hasil PCB dari BISDAQ

### 5.1.1 Sinyal Generator

BIS membutuhkan sumber arus AC gelombang sinus tanpa adanya sinyal DC dengan frekuensi yang dapat berubah-ubah, untuk membuat sinyal AC dengan frekuensi yang berubah dapat digunakan sinyal *generator*. Sinyal *generator* pada penelitian ini didasarkan pada AD9850, merupakan modul yang dapat diprogram berdasarkan teknik *Direct Digital Synthesis* (DDS), modul ini mampu menghasilkan sinyal sinus dengan frekuensi yang dapat diubah-ubah dan pada penelitian ini perubahan frekuensi dibuat secara otomatis. *Output* dari sinyal generator gelombang sinus diatur oleh mikrokontroler untuk dapat berubah secara otomatis dengan waktu 0.5s setiap perubahan frekuensinya. Keluaran dari DDS kemudian di *filter* dengan *high pass filter* untuk memblokir sinyal frekuensi DC. Pada gambar 5.2 merupakan hasil pengukuran keluaran DDS AD9850 yang merupakan gelombang AC sinus dengan tuning frekuensi 1000Hz dengan amplitudo 581.8mV. Berdasarkan pengujian keluaran DDS ini dapat terlihat bahwa modul AD9850 dapat dikatakan akurat dalam mengeluarkan sinyal sinus sesuai dengan frekuensi yang diatur.



Gambar 5. 2 Pengujian bentuk sinyal keluaran AD9850 dengan frekuensi 1000Hz



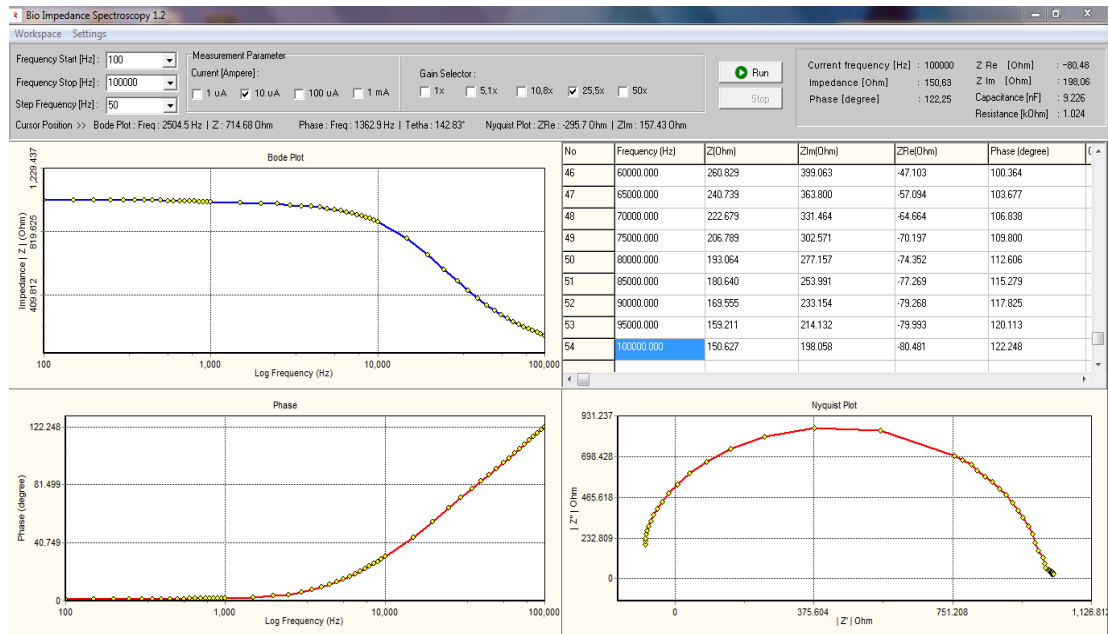
Gambar 5. 3 Pengujian keluaran nilai tegangan AD9850 dengan rentang frekuensi 100Hz-1MHz

Pengujian keluaran nilai tegangan modul DDS AD9850 yang diukur pada keluaran IC yang digunakan sebagai buffer, terlihat pada gambar 5.3 didapatkan hasil pengukuran yang menunjukkan bahwa modul sinyal generator AD9850 stabil mengeluarkan nilai tegangan  $580\text{mV}_{\text{peak}}$  sampai frekuensi dibawah 100kHz. Oleh karenanya pada penelitian ini frekuensi maksimum yang digunakan adalah 100kHz.

### 5.1.2 Hasil Pengembangan Software DAQ

Gambar 5.4 adalah hasil dari perancangan perangkat lunak untuk sistem pengukuran impedansi listrik untuk material. Antarmuka perangkat lunak terdiri dari memilih rentang frekuensi dan resolusi frekuensi, memilih nilai saat ini untuk injeksi, memperkuat kontrol. Hasil pengukuran ditampilkan dalam bentuk plot Bode, plot Nyquist, dan tabel data. Bode plot terdiri dari dua grafik, yaitu grafik hubungan antara frekuensi dan impedansi serta frekuensi dan perbedaan fasa. Tabel data menyediakan informasi pengukuran saat ini. Informasi lain yang ditampilkan adalah dalam bentuk nilai impedansi (total, real dan imajiner impedansi), nilai

perbedaan fase, nilai komponen (resistansi dan kapasitansi). Perangkat lunak ini berjalan dengan sistem operasi Windows XP minimum, dan tidak memerlukan spesifikasi komputer yang berat.



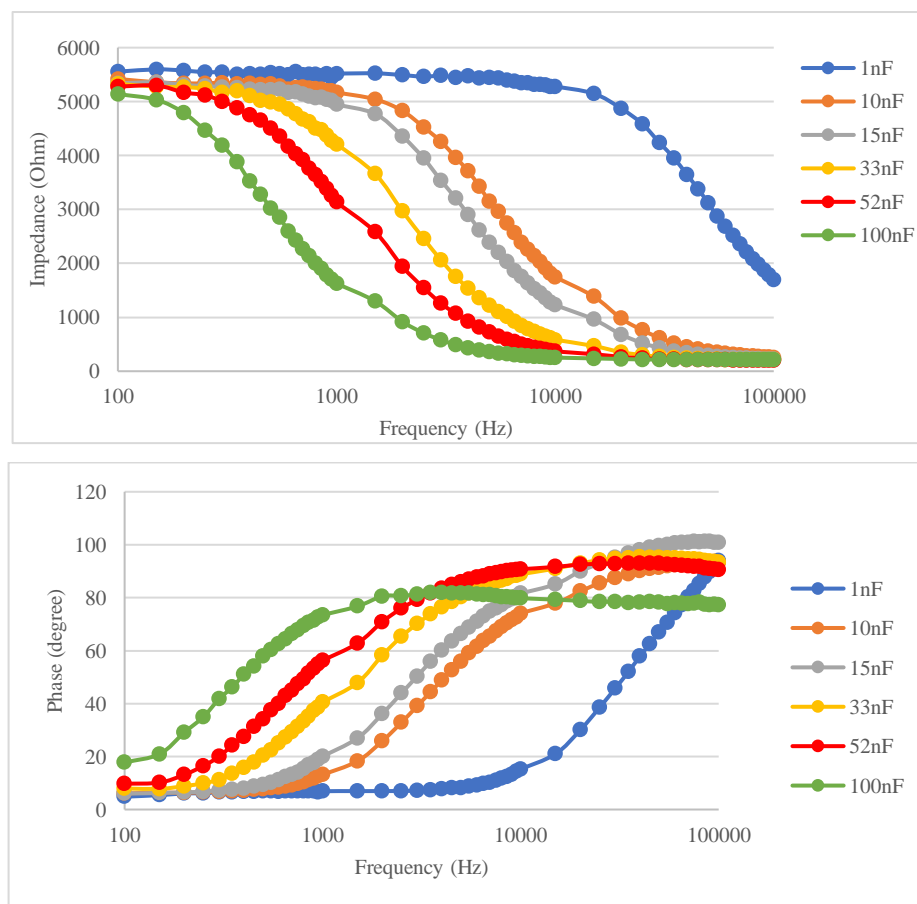
Gambar 5. 4 Antarmuka *software* DAQ

Data hasil pengukuran impedansi dapat disimpan kedalam bentuk *file* excel yang sudah tersusun otomatis untuk kolom dan baris sesuai dengan tabel data yang ada pada *software*. Grafik plot Bode dan Nyquist disimpan dalam format gambar. Untuk dapat menggunakan *software* ini, komputer perlu terlebih dahulu di *install* *driver serial to usb converter*.

## 5.2 Pengujian Menggunakan Rangkaian RC Pararel

Untuk memverifikasi pengukuran dari BISDAQ dilakukan pengujian dengan menggunakan komponen RC yang tersusun secara pararel, penggunaan RC pararel dipilih sebagai rangkaian ekivalen paling sederhana dari bahan uji, pada pengujian ini digunakan lima komponen RC. Nilai R tunggal digunakan dengan

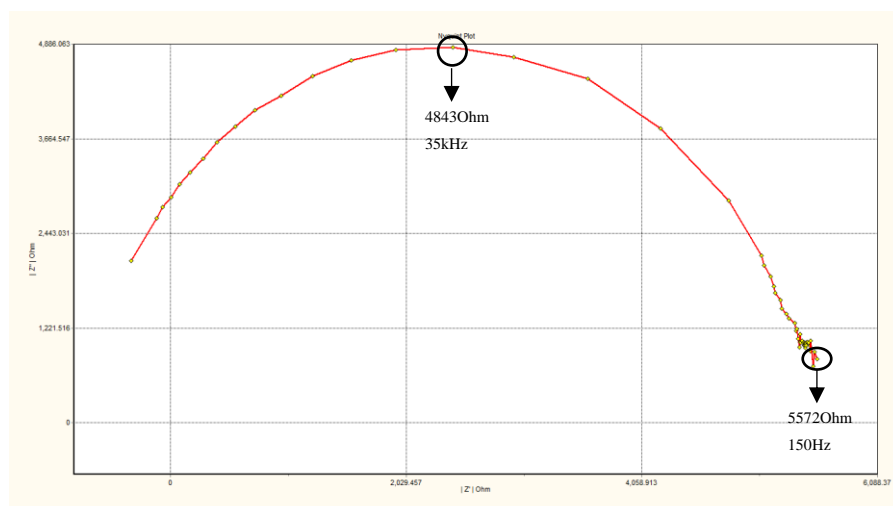
nilai C yang berbeda, dan disusun secara paralel. Berdasarkan pengukuran hasilnya dapat dilihat pada gambar 5.5, di mana Gambar 5.5a adalah bode plot dari nilai impedansi listrik dan Gambar 5.5b adalah bode plot perbedaan fase yang diukur. Dalam pengukuran impedansi listrik pada bahan biologis, informasi bode plot impedansi dapat digunakan untuk mengetahui sifat resistif dari bahan uji. Informasi bode plot beda fase dapat digunakan untuk menghitung nilai impedansi real dan imajiner dari bahan uji, sehingga nilai resistansi dan kapasitansi dapat diperoleh.



Gambar 5. 5 a. Bode Plot (Impedansi) Pengukuran RC Pararel, b. Bode Plot (Fase) Pengukuran RC Pararel

Berdasarkan gambar 5.5a diperoleh grafik hubungan impedansi dan frekuensi. Dikarenakan nilai C yang kecil (1nF) sehingga pada frekuensi 100Hz -

10kHz nilai reaktansinya sangat besar, sehingga pada frekuensi 100Hz - 100kHz total impedansinya merupakan representasi dari resistansi sesuai dengan perumusan impedansi pada rangkaian RC paralel  $Z = 1 / \sqrt{\frac{R^2 + X_C^2}{R^2 X_C^2}}$  untuk menghitung impedansi total dari rangkaian RC paralel. Dengan nilai komponen C yang semakin meningkat maka nilai reaktansinya semakin menurun sehingga total impedansinya dipengaruhi oleh reaktansi, dan pada frekuensi yang lebih rendah pengaruh nilai reaktansi sudah mulai dapat terlihat. Dengan didapatkan beda phase seperti pada gambar 5.5b maka plot Nyquist dapat diperoleh, yang mana Nyquist memberikan informasi mengenai nilai  $Z_{real}$  yang merepresentasikan resistansi dan  $Z_{imaginer}$  merepresentasikan reaktansi. Nilai impedansi real yang diperoleh dari persamaan  $Z_{real} = Z_{max} \cos \theta$  dan impedansi imajiner dapat diperoleh dari persamaan  $Z_{imaginer} = Z_{max} \sin \theta$ . Untuk menentukan nilai impedansi real dan imajiner dibutuhkan nilai beda fase  $\theta$  dalam derajat pada tiap frekuensi pengukuran.



Gambar 5. 6 Plot Nyquist rangkaian RC Paralel ( $R=5.6k\Omega$ ,  $C=1nF$ )

Berdasarkan gambar 5.6 yang merupakan gambar yang diperoleh dari BIS-DAQ merupakan plot Nyquist rangkaian RC paralel, yang menampilkan hubungan



antara Zreal pada sumbu X dan Zimaginer pada sumbu Y, dapat ditentukan nilai resistansi dan kapasitansinya. Nilai resistansi diperoleh dari nilai Zreal tertinggi, yang pada gambar 5.6 dapat dilihat bahwa nilai Zreal tertinggi yaitu 5572Ohm. Sedangkan nilai Zimaginer yang merupakan representasi dari reaktansi diperoleh pada bernilai 4843Ohm, dengan diketahui nilai reaktansinya dan frekuensi dimana nilai reaktansi berada pada titik tertinggi maka dapat dihitung nilai C nya dengan menggunakan persamaan  $C = 1/j\omega X_C$ , dan diperoleh nilai C=0.938nF.

LCR *meter* konvensional digunakan untuk dibandingkan dengan data yang diperoleh dari pengukuran BIS-DAQ. Perbandingan hasil pengujian BISDAQ dan LCR L4070D ditunjukkan pada Tabel 5.2. Menurut data dalam Tabel 5.2, ditunjukkan kesalahan relatif dari data yang diukur dari BIS-DAQ dan LCR Meter Dekko L4070D dan ini menunjukkan bahwa hasil dari BIS-DAQ memiliki kemampuan yang cukup, meskipun dalam beberapa pengukuran tingkat kesalahannya cukup tinggi.

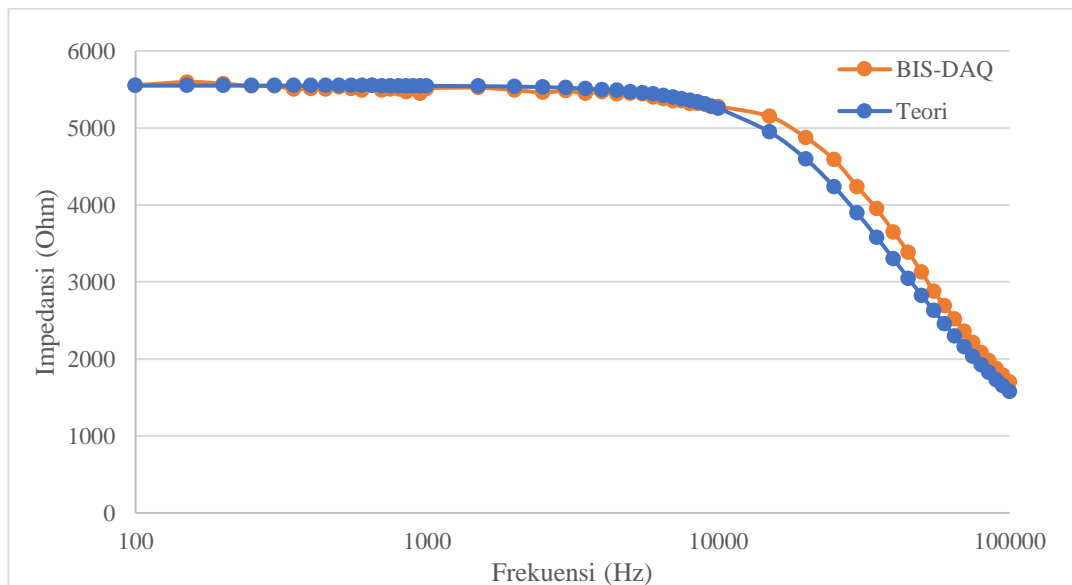
Tabel 5. 1 Perbandingan pengukuran komponen resistor dan kapasitor

RLC Meter Dekko L4070D		BISDAQ		Presentase Error	
R (kOhm)	C (nF)	R (kOhm)	C (nF)	C (%)	R (%)
5.55	0.97	5.572	0.938	3.30	0.40
5.55	9.41	5.389	9.141	2.86	2.90
5.55	15.35	5.327	14.915	2.83	4.02
5.55	34.8	5.277	37.365	7.37	4.92
5.55	48.9	5.215	52.602	7.57	6.04
5.55	95.6	4.895	104.169	8.96	11.80

### 5.3 Perbandingan BIS-DAQ dengan Perhitungan Teori

Hasil pengukuran BIS-DAQ dibandingkan dengan perhitungan secara teori untuk membuktikan tingkat keakuratan sistem dalam melakukan pengukuran. Untuk menghitung nilai impedansi pada rangkaian paralel RC digunakan

persamaan,  $Z = 1/\sqrt{\frac{R^2 + X_C^2}{R^2 X_C^2}}$ . Pada setiap frekuensi (seperti pada BIS-DAQ) dihitung nilai impedansi totalnya pada penggunaan nilai  $R=5.6\text{k}\Omega$  dan  $C=1\text{nF}$ . Hasil perhitungan kemudian di plot bersamaan dengan hasil pengukuran dengan menggunakan BIS-DAQ dan diperoleh grafik sesuai dengan gambar 5.7. Berdasarkan gambar 5.7 dapat terlihat bahwa plot grafik berhimpitan antara pengukuran menggunakan BISDAQ (garis orange) dan perhitungan teori (garis biru), sehingga dapat dikatakan bahwa hasil pengukuran RC dengan menggunakan BIS-DAQ memiliki tingkat keberhasilan yang cukup baik.

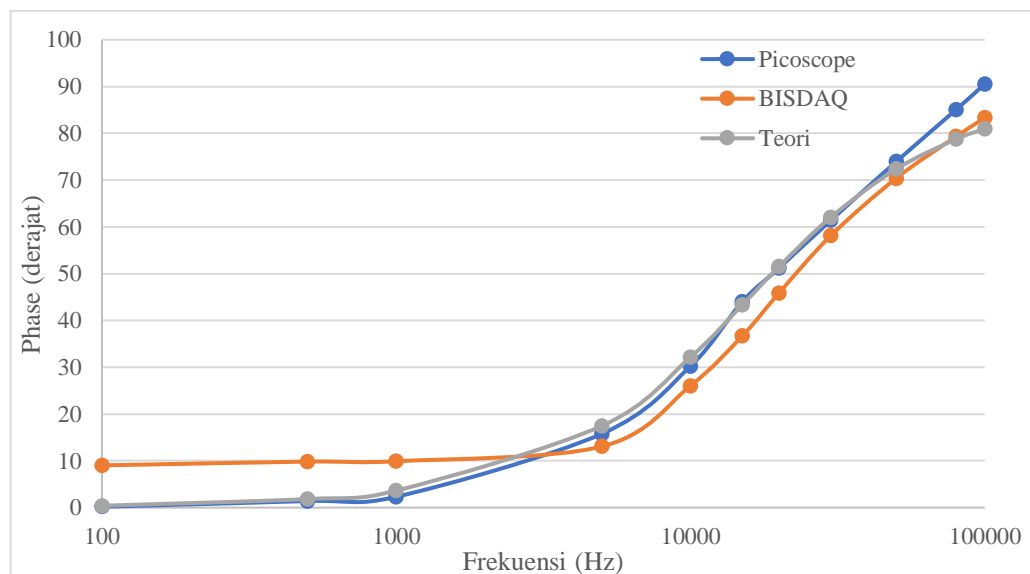


Gambar 5. 7 Perbandingan Plot Impedansi-Frekuensi BIS-DAQ dan Teori pada penggunaan RC Pararel ( $R=5.6\text{k}\Omega$ ,  $C=1\text{nF}$ )

Perbandingan selanjutnya yakni untuk membuktikan nilai pengukuran beda fase dengan menggunakan BIS-DAQ disertai dengan pengukuran dengan picoscope seperti yang biasanya dilakukan dengan membandingkan dua buah sinyal, dan perhitungan secara teori. Perhitungan secara teori dilakukan dengan menggunakan persamaan  $\theta = \arctan(Im(Z)/Re(Z))$ , dengan mengetahui nilai

Im(Z) dan Re(Z) pada setiap frekuensi maka nilai fase dalam derajat dapat diperoleh.

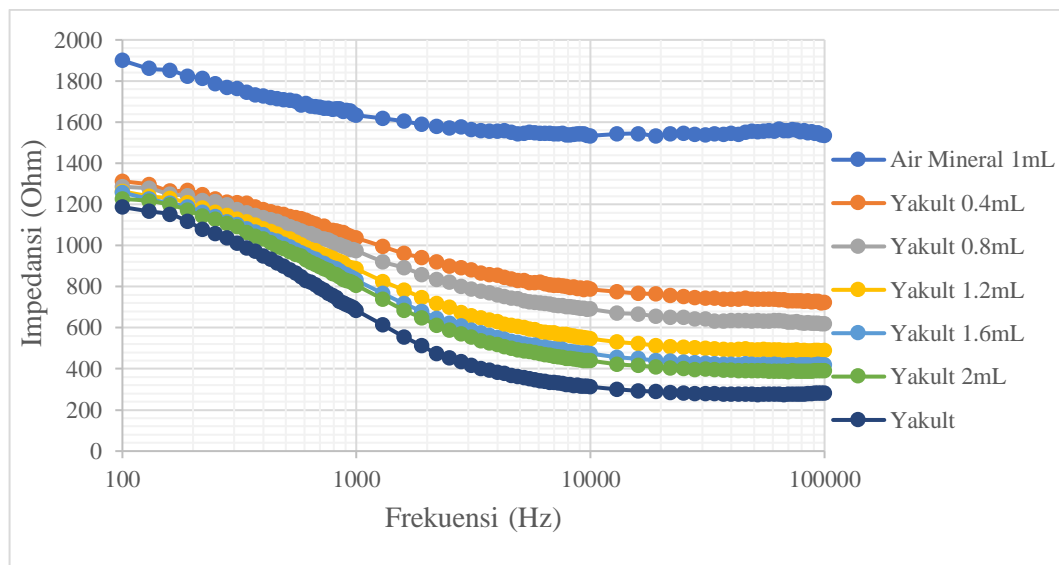
Pengukuran dengan menggunakan picoscope juga dilakukan untuk memvalidasi hasil pengukuran BIS-DAQ, dua sinyal dibandingkan yang berasal dari sinyal *reference* dan sinyal yang sudah dilewatkan bahan uji yang berupa rangkaian RC paralel. *Amplitude* dari masing masing sinyal diperoleh, dan kemudian diambil *time difference* ( $\Delta T$ ) dari kedua buah puncak sinyal. Dengan menggunakan persamaan  $\theta = 360^\circ f \Delta T$  maka diperoleh nilai fase pada setiap frekuensinya. Gambar 5.8 merupakan hasil plot perbandingan fase menggunakan pengukuran picoscope, BIS-DAQ dan perhitungan teori. Berdasarkan grafik yang diperoleh pada gambar 5.8 didapatkan hasil bahwa ketika pengukuran memiliki *trendline* yang hampir mirip. Pengukuran menggunakan BIS-DAQ yang tidak bisa mendapatkan hasil *trendline* yang berhimpit kemungkinan diakibatkan adanya *offset* rangkaian, dan juga kemungkinan dikarenakan sinyal yang dibandingkan sulit untuk dibedakan oleh GPD IC AD8302.



Gambar 5. 8 Perbandingan Plot Fase-Frekuensi BIS-DAQ dan Teori pada penggunaan RC Pararel (R=5.6kOhm, C=1nF)

## 5.4 Pengujian Menggunakan Bahan Uji dengan Beda Konsentrasi Larutan

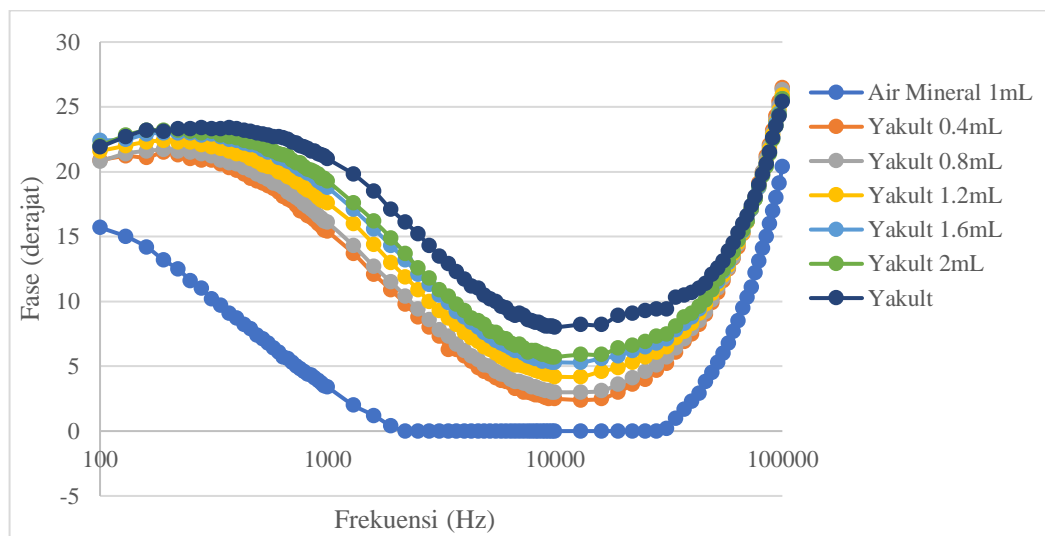
Pengukuran impedansi listrik pada bahan uji dilakukan untuk melihat apakah BIS-DAQ yang dibuat mampu untuk membedakan bahan uji. Pada pengujian bahan uji yang berupa cairan digunakan elektroda IDT yang merupakan elektroda yang hanya membutuhkan bahan uji dengan volume minimal serta jumlah volume tidak mempengaruhi nilai pengukuran. Bahan uji yang digunakan pada pengujian ini yaitu beberapa konsentrasi air dan yakult (dengan air mineral 1mL dan variasi penambahan yakult). Pada gambar 5.9 diperlihatkan bahwa impedansi listrik air mineral tanpa campuran memiliki nilai tinggi, karena air adalah bahan dengan sifat elektrolit yang lemah sehingga nilai impedansi relatif tinggi.



Gambar 5. 9 Bode plot nilai impedansi dari bahan uji perbedaan konsentrasi air mineral dan yakult

Penambahan sejumlah konsentrasi yakult menyebabkan nilai impedansi listrik dari bahan uji menurun, karena cairan yakult yang mengandung elektrolit dan asam. Penambahan konsentrasi yakult 0,4 mL menyebabkan nilai impedansi listrik

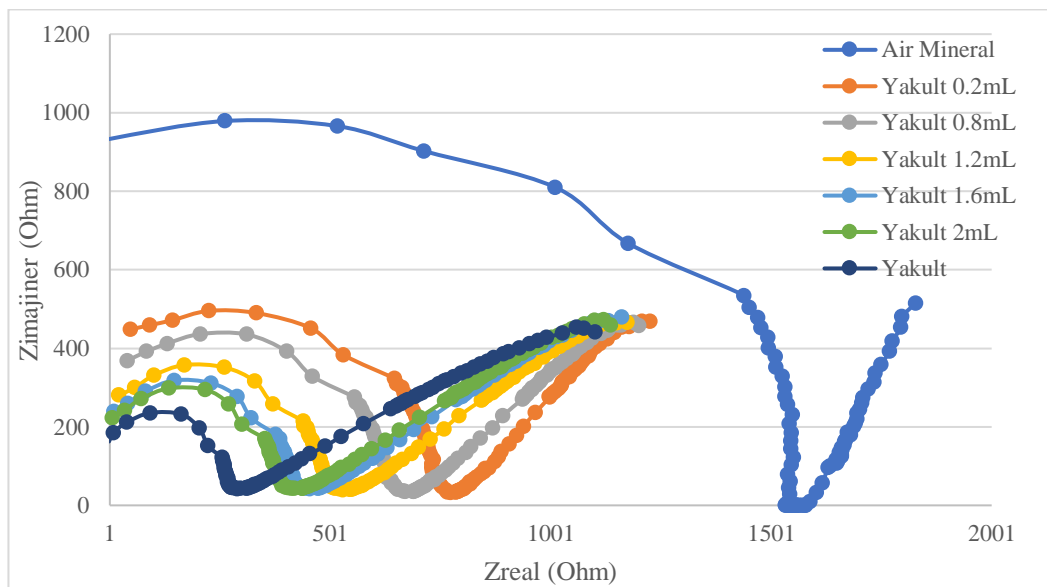
cair menurun dari sekitar 1900Ohm menjadi sekitar 1350Ohm, dan terus menurun dengan meningkatnya konsentrasi yakult. Sedangkan cairan yakult itu sendiri tanpa campuran air memiliki nilai impedansi listrik yang rendah, ini membuktikan bahwa yakult memiliki sifat resistif yang lebih rendah daripada air. Berdasarkan gambar 5.9 dapat dinyatakan bahwa penggunaan BIS-DAQ sebagai alat ukur impedansi listrik mampu membedakan bahan uji berdasarkan perbedaannya.



Gambar 5. 10 Bode plot nilai beda fase dari bahan uji perbedaan konsentrasi air mineral dan yakult

Grafik bode plot beda fase yang ditampilkan pada gambar 5.10 diperoleh untuk selanjutnya dapat dihitung nilai impedansi real dan imajiner untuk membuat Nyquist plot dan grafiknya dapat dilihat pada gambar 5.11. Bode plot pada gambar 5.10 menunjukkan nilai beda fase terkecil yang dapat diukur adalah 0 derajat, hal ini dikarenakan system yang dibuat mempunyai range pengukuran 0-180 derajat, tanpa nilai negatif, sehingga pada pengukuran dengan menggunakan bahan air mineral tanpa campuran apapun diperoleh garis lurus pada pengukuran >1kHz sampai dengan sekitar 70kHz. Apabila dilihat dari *trendline* bode plot fase pada

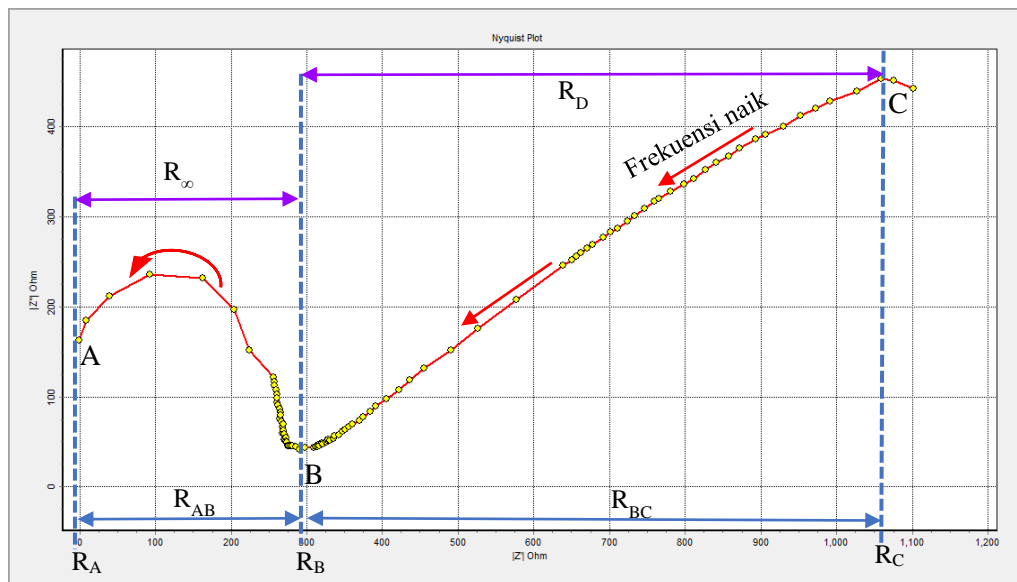
bahan uji air yang dicampur yakult kemungkinan air mineral memiliki *trendline* yang sama, namun karena *range* pengukuran sistem maka nilai beda fase negatif tidak muncul dan nilai pengukuran paling kecil akan menjadi 0 derajat. Dikarenakan sistem yang dibuat bekerja dengan kemampuan pengukuran beda fase 0-180 derajat tanpa nilai negatif sehingga Nyquist plot pada sistem ini memiliki nilai impedansi imajiner (Zim) bernilai positif.



Gambar 5. 11 Nyquist Plot dengan bahan uji perbedaan konsentrasi air mineral dan yakult

Plot Nyquist merupakan plot hubungan bagian imajiner,  $Z_{im}$ , sebagai fungsi dari bagian real,  $Z_{re}$ , dari impedansi kompleks. Plot Nyquist terdiri dari setengah lingkaran pada frekuensi tinggi antara titik A dan B, garis nonvertikal pada frekuensi menengah antara titik B dan C. Resistansi  $R_A$  pada titik A (Gambar 5.12) telah dikaitkan dengan resistansi elektrolit *bulk*. Resistansi  $R_B$ ,  $R_B = R_A + R_{AB}$ , dapat diartikan sebagai resistansi internal, yaitu, jumlah resistansi elektrolit *bulk* dan muatan yang disebut resistansi transfer. Selanjutnya, keberadaan garis nonvertikal  $R_{BC}$  pada frekuensi menengah dapat diartikan sebagai batasan transport ion dalam

elektrolit *bulk* atau dapat disebut sebagai “equivalent distribution resistance”. Resistansi elektrolit  $R_\infty$  dan  $R_D$  pada gambar 5.12 berhubungan dengan resistansi elektrolit bulk ( $R_\infty$ ) dan resistansi lapisan difusi ( $R_D$ ). Pada gambar 5.12 diketahui bahwa diameter setengah lingkaran  $R_{AB}$  sama dengan resistansi elektrolit bulk  $R_\infty$  sedangkan resistansi  $R_{BC}$  sesuai dengan resistansi lapisan difusi  $R_D$ .



Gambar 5. 12 Nyquist Plot dengan bahan uji yakult

## **BAB VI**

### **KESIMPULAN DAN SARAN**

#### **6.1 Kesimpulan**

Instrument Bio-Impedance yang telah dikembangkan dapat mengukur nilai impedansi bahan dengan baik dari rentang frekuensi 100Hz – 100kHz. Batasan frekuensi bawah 100Hz dikarenakan pada bagian GPD, kapasitor filter yang digunakan tidak terlalu besar sehingga pada frekuensi dibawah 100Hz terdapat ripple pada output GPD. Oleh karenanya data dibawah 100Hz dianggap kurang baik. Sedangkan batasan frekuensi 100kHz diambil karena kemampuan OP-AMP yang digunakan tidak memiliki kestabilan pada frekuensi diatas 100kHz. Amplitude sinyal cenderung menurun ketika frekuensi lebih dari 100kHz. Pengukuran impedansi dengan menggunakan instrument yang telah dikembangkan mampu bekerja secara cepat dan efisien. Waktu untuk satu kali pengukuran tidak lebih dari 1 menit. Sehingga untuk pengukuran impedansi listrik bahan yang cenderung berubah – ubah, alat ini dianggap mampu untuk digunakan.

#### **6.2 Saran**

Instrument Bio-Impedance ini masih memiliki ketervatasan frekuensi kerja, sehingga perlu diperlebar lagi supaya dapat mengidentifikasi bahan dengan cukup baik dan akurat. Penggunaan OP-AMP kecepatan tinggi serta sinyal generator dengan bandwidth lebar dapat dijadikan solusi kedepanya untuk meningkatkan frekuensi kerja dari instrument yang sudah dikembangkan.



## DAFTAR PUSTAKA

- Advantages, T. and Note, A. T. (no date) 'Overview EIS'.
- Aghaei, A., Milani Hosseini, M. R. and Najafi, M. (2010) 'A novel capacitive biosensor for cholesterol assay that uses an electropolymerized molecularly imprinted polymer', *Electrochimica Acta*, 55(5), pp. 1503–1508. doi: 10.1016/j.electacta.2009.09.033.
- Ahmed, A. *et al.* (2013) 'Novel impedimetric immunosensor for detection of pathogenic bacteria streptococcus pyogenes in human saliva', *Analytical Chemistry*, 85(24), pp. 12118–12125. doi: 10.1021/ac403253j.
- 'AN-691 Operation of RF Detector Products at Low Frequency AN-691' (no date), pp. 1–16.
- Aristovich, K. Y. *et al.* (2016) 'Imaging fast electrical activity in the brain with electrical impedance tomography', *NeuroImage*. The Authors, 124, pp. 204–213. doi: 10.1016/j.neuroimage.2015.08.071.
- Batra, P. and Kapoor, R. (2012) 'a Comparative Study of Current Sources Used in Bioimpedance Measurement Systems', *International Journal of Electronics Signals and Systems*, 1(3), pp. 87–90.
- Bonilla, D. *et al.* (2011) 'Electrical readout of protein microarrays on regular glass slides', *Analytical Chemistry*, 83(5), pp. 1726–1731. doi: 10.1021/ac102938z.
- Braun, R. P. *et al.* (2017) 'Electrical Impedance Spectroscopy in Skin Cancer Diagnosis', *Dermatologic Clinics*. Elsevier Inc, 35(4), pp. 489–493. doi: 10.1016/j.det.2017.06.009.
- Buckland, A., Kessock-Philip, S. and Bascomb, S. (1983) 'Early detection of bacterial growth in blood culture by impedance monitoring with a Bactometer model 32', *Journal of Clinical Pathology*, 36(7), pp. 823–828. doi: 10.1136/jcp.36.7.823.
- Cells, E. (2018) 'Basics of Electrochemical Impedance Spectroscopy', (1), pp. 1–32.
- Clemente, F. *et al.* (2014) 'EIS measurements for characterization of muscular tissue by means of equivalent electrical parameters', *Measurement: Journal*

- of the International Measurement Confederation*. Elsevier Ltd, 58, pp. 476–482. doi: 10.1016/j.measurement.2014.09.013.
- Devices, A. (2005) *The Data Conversion Handbook, Technology*. Edited by W. Kester. UK: Elsevier.
- Dezhi and Caicheng (2010) ‘Study and Realization of a Signal Generator Based on the DDS Technology’, *Dianzikeji Electronic Science and Technology*.
- Etayash, H. *et al.* (2014) ‘Impedimetric detection of pathogenic gram-positive bacteria using an antimicrobial peptide from class IIa bacteriocins’, *Analytical Chemistry*, 86(3), pp. 1693–1700. doi: 10.1021/ac4034938.
- Ferrante do Amaral, C. E. and Wolf, B. (2008) ‘Current development in non-invasive glucose monitoring’, *Medical Engineering and Physics*, 30(5), pp. 541–549. doi: 10.1016/j.medengphy.2007.06.003.
- Goetz, L. and Wilms, C. (2015) *Understanding the cell as an electrical circuit*, Scientifica Ltd, Uckfield, UK. Available at: <https://www.scientifica.uk.com/learning-zone/understanding-the-cell-as-an-electrical-circuit> (Accessed: 1 November 2018).
- Granot, Y. and Rubinsky, B. (2007) ‘Frequency Marked Electrodes in Electrical Impedance Tomography’, *Electrical Bioimpedance*, 17, pp. 380–383.
- Grossi, M. *et al.* (2011) ‘A novel technique to control ice cream freezing by electrical characteristics analysis’, *Journal of Food Engineering*. Elsevier Ltd, 106(4), pp. 347–354. doi: 10.1016/j.jfoodeng.2011.05.035.
- Han, K. H., Han, A. and Frazier, A. B. (2006) ‘Microsystems for isolation and electrophysiological analysis of breast cancer cells from blood’, *Biosensors and Bioelectronics*, 21(10), pp. 1907–1914. doi: 10.1016/j.bios.2006.01.024.
- El Hasni, A. *et al.* (2017) ‘Electrical impedance spectroscopy of single cells in hydrodynamic traps’, *Sensors and Actuators, B: Chemical*. Elsevier B.V., 248, pp. 419–429. doi: 10.1016/j.snb.2017.04.019.
- Hayashi, Y. *et al.* (2008) ‘Temporal variation of dielectric properties of preserved blood’, *Physics in Medicine and Biology*, 53(1), pp. 295–304. doi: 10.1088/0031-9155/53/1/021.

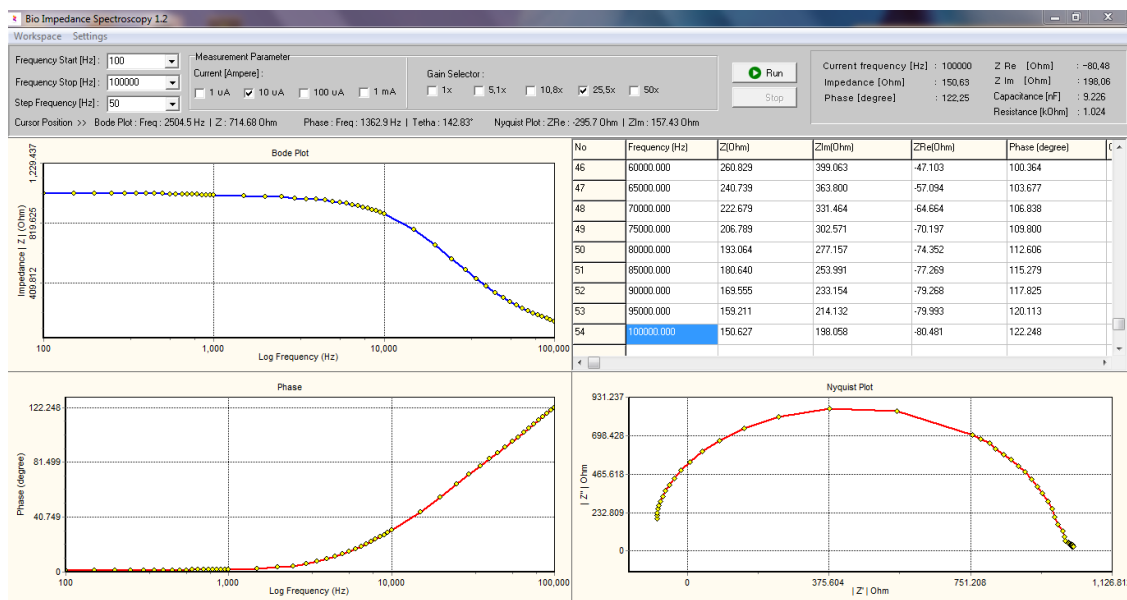
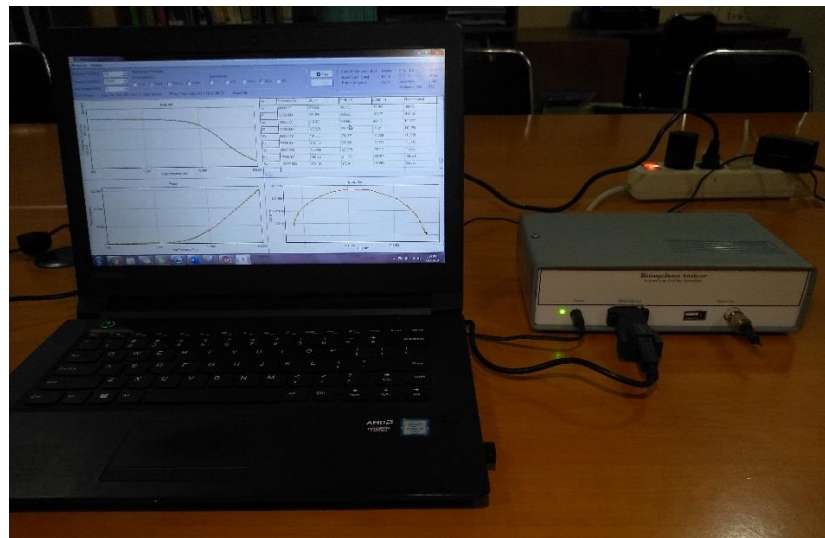
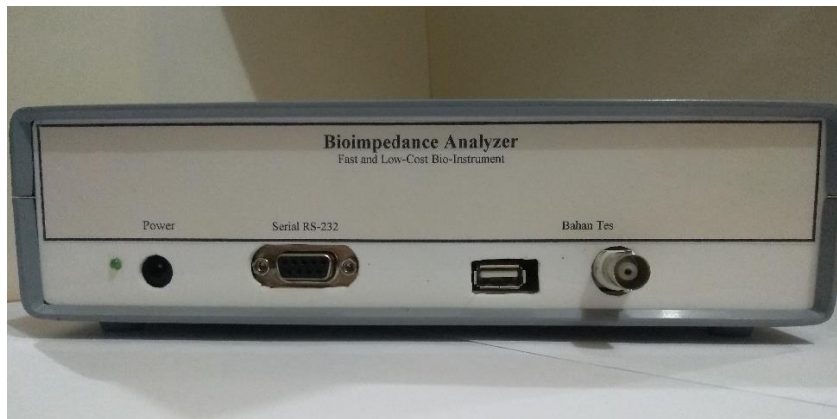
- Huang, H. (2013) 'Impedance Spectroscopy Systems Suitable for Biomedical Cell Impedance Measurement', (August). Available at: <http://hdl.handle.net/1969.1/151036>.
- Iqbal, M. Z. and Rafiuddin (2016) 'Preparation, characterization, electrical conductivity and dielectric studies of Na<sub>2</sub>SO<sub>4</sub> and V<sub>2</sub>O<sub>5</sub> composite solid electrolytes', *Measurement: Journal of the International Measurement Confederation*. Elsevier Ltd, 81, pp. 102–112. doi: 10.1016/j.measurement.2015.12.008.
- Islam, S. M. M., Reza, M. A. R. and Kiber, M. A. (2013) 'Performances of Multi-Frequency Voltage to Current Converters for Bioimpedance Spectroscopy', *Bangladesh Journal of Medical Physics*, 5(1), pp. 71–76.
- Karunanayaka, S. D. *et al.* (2006) 'A Planar Electromagnetic Sensors Aided Non-destructive Testing of Currency Coins', 11(10).
- Keese, C. R. (1996) 'Cell Motion and Morphology Measured with Electric Fields', 34, pp. 13–16.
- De La Rica, R., Fernández-Sánchez, C. and Baldi, A. (2007) 'Electric preconcentration and detection of latex beads with interdigitated electrodes', *Applied Physics Letters*, 90(17), pp. 10–13. doi: 10.1063/1.2731311.
- Mamishv, A. V. *et al.* (2004) 'Interdigital sensors and transducers', *Proceedings of the IEEE*, 92(5), pp. 808–844. doi: 10.1109/JPROC.2004.826603.
- Miramontes-de-Leon, G. *et al.* (2015) 'Time-Frequency Analysis of a Pulsed Excitation and Its Application in Randles Model', *2015 International Conference on Mechatronics, Electronics and Automotive Engineering (ICMEAE)*, pp. 157–161. doi: 10.1109/ICMEAE.2015.20.
- Morimoto, T. *et al.* (1993) 'A study of the electrical bio-impedance of tumors.', *Journal of investigative surgery: the official journal of the Academy of Surgical Research*, 6(1), pp. 25–32. doi: 10.3109/08941939309141189.
- Petchmaneelumka, W., Rerkratn, A. and Kaewpoonsuk, A. (2009) 'Digitally Programmable AC Current Source', *International Multi Conference of Engineers and Computer Scientists*, II(1), pp. 18–21.

- Peterson, D. and Precision, B. (no date) *Function and Arbitrary Waveform Generator*.
- Pethig, R. (2016) 'Electrical Properties of Biological Tissue', in. United Kingdom.
- Polevaya, Y. *et al.* (1999) 'Time domain dielectric spectroscopy study of human cells. II. Normal and malignant white blood cells.', *Biochimica et biophysica acta*, 1419(2), pp. 257–271. doi: 10.1007/BF00188038.
- Qiao, G. *et al.* (2010) 'Electrical properties of breast cancer cells from impedance measurement of cell suspensions', *Journal of Physics: Conference Series*, 224(1). doi: 10.1088/1742-6596/224/1/012081.
- Ramírez, N. *et al.* (2009) 'Electrochemical impedance spectroscopy: An effective tool for a fast microbiological diagnosis', *Biotecnología Aplicada*, 26(1), pp. 72–78.
- Ristic, B., Kun, S. and Peura, R. A. (1997) 'Muscle Tissue Ischemia Monitoring Using Impedance Spectroscopy', 00(C), pp. 3–6.
- Syahril (2012) *Studi Spektroskopi Impedansi Barium Titanat pada Temperatur Tinggi*. Universitas Indonesia.
- Szwacki, J., Lisowska-Oleksiak, A. and Szpakowska, M. (2006) 'Polymer membranes loaded with lipids for taste sensing: electrochemical impedance spectroscopy studies', *Desalination*, 198(1–3), pp. 1–7. doi: 10.1016/j.desal.2006.09.002.
- Velusamy, V. *et al.* (2009) 'Label-free detection of *Bacillus cereus* DNA hybridization using electrochemical impedance spectroscopy for food quality monitoring application', *2010 IEEE Sensors Applications Symposium (SAS)*. IEEE, pp. 135–138. doi: 10.1109/SAS.2010.5439420.
- Wan, Y. *et al.* (2007) 'Ultra-wideband radar signals generated technology with two-channel', *Signal Processing*, 87(12), pp. 3101–3107. doi: 10.1016/j.sigpro.2007.06.003.
- Xu, H. and Feng, H. (2010) 'Measurement of amplitude ratio and phase difference in the ultra-wideband microwave receiving system', *Proceedings - 2nd IEEE International Conference on Advanced Computer Control, ICACC 2010*. IEEE, 2, pp. 317–320. doi: 10.1109/ICACC.2010.5486665.

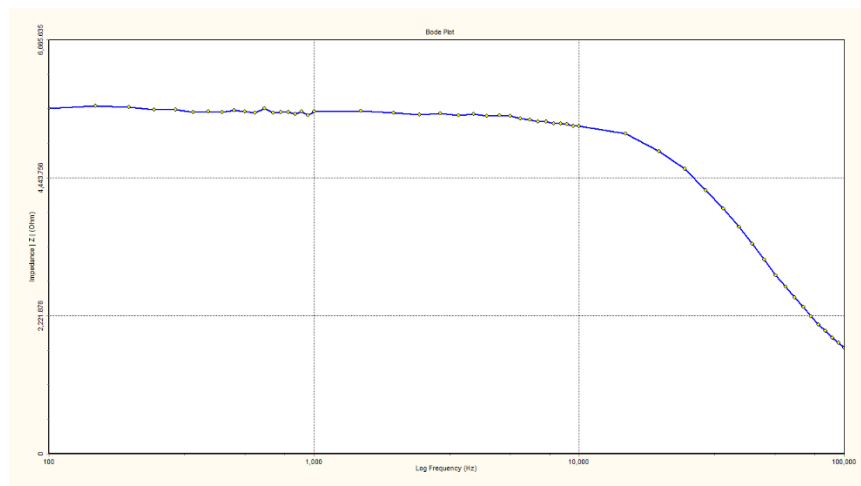
- Xu, H., Zhang, Y. and Zheng, F. (2009) ‘Study on measuring method of dielectric spectroscopy for polymer dielectrics’, *2009 IEEE 9th International Conference on the Properties and Applications of Dielectric Materials*. IEEE, pp. 922–925. doi: 10.1109/ICPADM.2009.5252247.
- Xu, Y. *et al.* (2016) ‘A review of impedance measurements of whole cells’, *Biosensors and Bioelectronics*. Elsevier B.V., 77, pp. 824–836. doi: 10.1016/j.bios.2015.10.027.
- Yang, C., Rairigh, D. and Mason, A. (2007) ‘Fully Integrated Impedance Spectroscopy Systems for Biochemical Sensor Array’, pp. 21–24.
- Zhang, F. *et al.* (2018) ‘Distinguishing skin cancer cells and normal cells using electrical impedance spectroscopy’, *Journal of Electroanalytical Chemistry*. Elsevier, 823(June), pp. 531–536. doi: 10.1016/j.jelechem.2018.06.021.
- Zhao, X. *et al.* (2017) ‘Electrical Impedance Spectroscopy for Quality Assessment of Meat and Fish: A Review on Basic Principles, Measurement Methods, and Recent Advances’, pp. 2–6. doi: <https://doi.org/10.1155/2017/6370739>.
- Zheng, S. *et al.* (2007) ‘Human Blood Cell Sensing with Platinum Black Electroplated Impedance Sensor’, pp. 520–523.

## LAMPIRAN

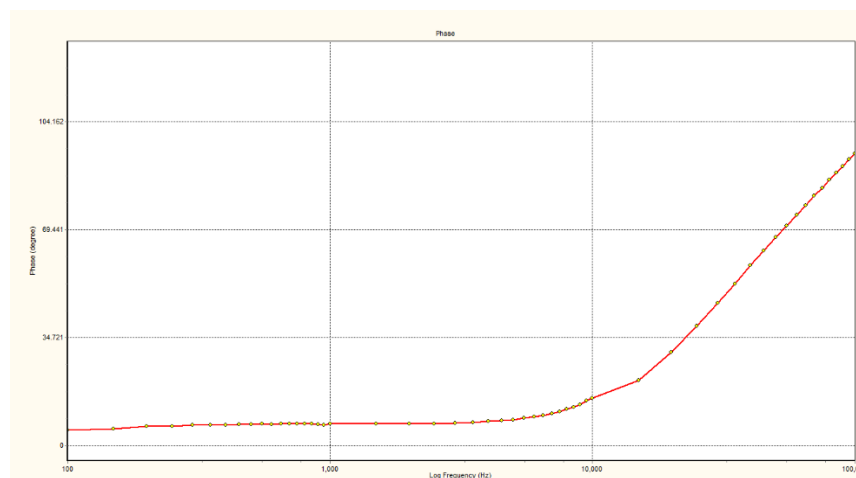
**Lampiran 1** Hasil pembuatan pengukur impedansi listrik berbasis BIS (BIS-DAQ) dan cara pemasangan alat untuk melakukan pengukuran



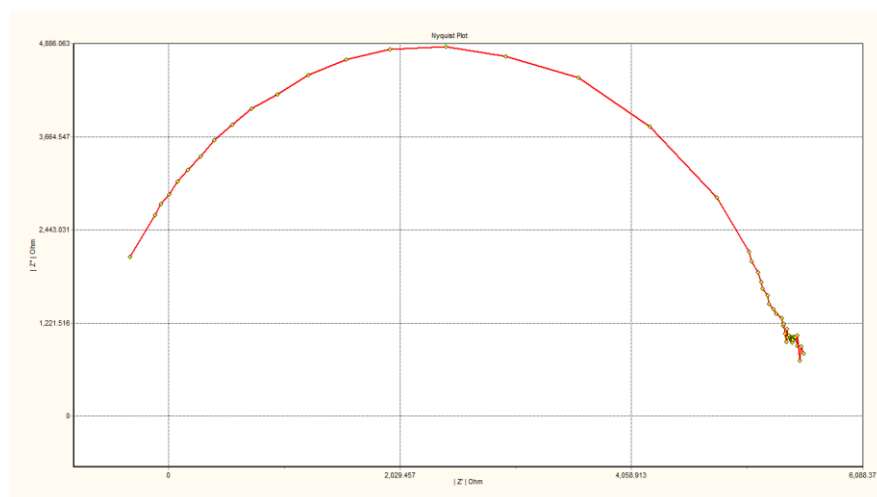
**Lampiran 2** Hasil pengukuran menggunakan BIS-DAQ pada rangkaian RC Pararel ( $R=5.6k\Omega$  dan  $C=1nF$ )



L. 2. 1 Bode Plot Impedansi



L. 2. 2 Bode Plot Fase



L. 2. 3 Plot Nyquist

L. 2. 4 Tabel data hasil pengukuran

No	Frekuensi (Hz)	Z(Ohm)	ZIm(Ohm)	ZRe(Ohm)	Fase (derajat)	Kapasitansi (nF)	Resistansi (kOhm)
0	100	5554.695	729.163	5534.882	4.839	0.938	5.572
1	150	5596.906	824.304	5571.764	5.431		
2	200	5575.761	917.791	5544.457	6.072		
3	250	5544.193	919.979	5512.558	6.121		
4	300	5544.193	986.405	5507.810	6.565		
5	350	5502.380	964.321	5467.347	6.466		
6	400	5512.803	995.490	5475.532	6.664		
7	450	5502.380	1000.928	5464.627	6.713		
8	500	5533.710	1028.708	5494.052	6.861		
9	550	5512.803	1032.152	5472.726	6.910		
10	600	5491.976	999.036	5454.295	6.713		
11	650	5554.695	1054.767	5513.154	7.009		
12	700	5491.976	1028.253	5452.050	6.910		
13	750	5502.380	1030.201	5462.378	6.910		
14	800	5502.380	1030.201	5462.378	6.910		
15	850	5471.227	1031.643	5430.883	6.959		
16	900	5512.803	1024.822	5473.296	6.861		
17	950	5450.557	969.7460	5414.788	6.565		
18	1000	5512.803	1032.152	5472.726	6.910		
19	1500	5523.247	1041.452	5482.519	6.959		
20	2000	5491.976	1035.555	5451.479	6.959		
21	2500	5460.882	1036.953	5420.042	7.009		
22	3000	5481.592	1055.458	5439.437	7.107		
23	3500	5450.557	1085.696	5405.686	7.354		
24	4000	5471.227	1140.670	5421.864	7.699		
25	4500	5440.251	1184.740	5386.675	8.044		
26	5000	5450.557	1208.667	5394.890	8.192		
27	5500	5440.251	1285.665	5377.102	8.735		



28	6000	5399.222	1347.401	5329.288	9.228		
29	6500	5378.823	1406.272	5302.308	9.672		
30	7000	5348.370	1475.929	5263.537	10.214		
31	7500	5348.370	1581.557	5250.843	10.954		
32	8000	5318.089	1677.370	5207.622	11.694		
33	8500	5318.089	1760.984	5196.202	12.286		
34	9000	5308.034	1889.405	5167.197	13.223		
35	9500	5277.982	2029.767	5114.143	14.308		
36	10000	5277.982	2159.643	5092.111	15.245		
37	15000	5149.709	2867.339	4808.511	20.965		
38	20000	4874.683	3797.338	4219.401	30.040		
39	25000	4588.221	4441.875	3591.370	38.473		
40	30000	4237.628	4721.009	2957.476	45.722		
41	35000	3951.036	4843.573	2432.160	51.985		
42	40000	3649.132	4807.430	1940.369	57.854		
43	45000	3383.077	4672.760	1556.180	62.588		
44	50000	3124.571	4472.575	1223.118	66.928		
45	55000	2874.916	4218.334	954.649	70.578		
46	60000	2690.650	4028.451	730.038	74.227		
47	65000	2518.195	3820.106	557.169	77.186		
48	70000	2361.257	3620.295	398.824	80.244		
49	75000	2209.914	3409.730	281.053	82.660		
50	80000	2083.988	3231.349	166.883	85.373		
51	85000	1980.172	3077.945	76.876	87.740		
52	90000	1870.875	2910.239	4.990	89.811		
53	95000	1787.797	2779.120	-66.031	92.080		
54	100000	1701.953	2641.062	-118.468	93.954		

**Lampiran 3** Tes Pengukuran BIS-DAQ vs Perhitungan Teori pada rangkaian RC Pararel ( $R=5.6k\Omega$   $C=1nF$ )

L. 3. 1 Tabel perbandingan nilai pengukuran impedansi dengan BIS-DAQ vs perhitungan teori

Frekuensi (Hz)	Z BIS-DAQ ( $\Omega$ )	Z Teori ( $\Omega$ )
100	5554.695	5549.966
150	5596.906	5549.924
200	5575.761	5549.865
250	5544.193	5549.789
300	5544.193	5549.696
350	5502.380	5549.586
400	5512.803	5549.460
450	5502.380	5549.316
500	5533.710	5549.156
550	5512.803	5548.979
600	5491.976	5548.785
650	5554.695	5548.574
700	5491.976	5548.346
750	5502.380	5548.101
800	5502.380	5547.840
850	5471.227	5547.562
900	5512.803	5547.266
950	5450.557	5546.955
1000	5512.803	5546.626
1500	5523.247	5542.417
2000	5491.976	5536.540
2500	5460.882	5529.012
3000	5481.592	5519.853
3500	5450.557	5509.086
4000	5471.227	5496.741
4500	5440.251	5482.850

5000	5450.557	5467.449
5500	5440.251	5450.576
6000	5399.222	5432.275
6500	5378.823	5412.590
7000	5348.370	5391.568
7500	5348.370	5369.260
8000	5318.089	5345.717
8500	5318.089	5320.993
9000	5308.034	5295.141
9500	5277.982	5268.217
10000	5277.982	5240.279
15000	5149.709	4917.423
20000	4874.683	4551.619
25000	4588.221	4182.718
30000	4237.628	3834.146
35000	3951.036	3516.576
40000	3649.132	3232.858
45000	3383.077	2981.781
50000	3124.571	2760.363
55000	2874.916	2565.087
60000	2690.650	2392.498
65000	2518.195	2239.455
70000	2361.257	2103.214
75000	2209.914	1981.423
80000	2083.988	1872.087
85000	1980.172	1773.523
90000	1870.875	1684.310
95000	1787.797	1603.247
100000	1701.953	1529.319

L. 3. 2 Tabel Tes Beda Fase BIS-DAQ vs Picoscope vs Teori

Frekuensi	Teta Pico	Teta GPD	Teta Teori
100	0.191	3.023	0.396
500	1.404	3.830	1.836
1000	2.315	3.912	3.631
5000	15.782	13.067	17.476
10000	30.233	26.046	32.176
15000	44.015	36.690	43.334
20000	51.199	45.884	51.515
30000	61.409	58.150	62.074
50000	73.944	70.377	72.357
80000	85.075	79.325	78.757
100000	90.540	83.292	80.964

L. 3. 3 Tabel Data untuk menghitung Beda Fase Picoscope

PICOSCOPE					
Frekuensi (Hz)	Amplitude A Vout (Z) (mV)	Amplitude B Vin (SG) (mV)	Delta T (us)	Delta T (s)	Phase
100	570.800	553.900	5.300	0.0000053	0.191
500	569.800	549.900	7.800	0.0000078	1.404
1000	569.500	554.000	6.430	0.00000643	2.315
5000	569.800	558.300	8.768	0.000008768	15.782
10000	500.000	570.800	8.398	0.000008398	30.233
15000	437.200	557.900	8.151	0.000008151	44.015
20000	384.400	553.600	7.111	0.000007111	51.199
30000	288.300	546.900	5.686	0.000005686	61.409
50000	199.700	541.300	4.108	0.000004108	73.944
80000	135.100	540.300	2.954	0.000002954	85.075
100000	113.200	535.600	2.515	0.000002515	90.540

L. 3. 4 Tabel Data untuk menghitung Beda Fase secara Teori

Perhitungan Teori				
Xc	R	Xc/R	Teta (derajat) (-90 s/d 90)	Teta Teori (0 s/d 180)
159091	1000	159.0909	89.604	0.396
31818	1000	31.81818	88.164	1.836
15909	1000	15.90909	86.369	3.631
3182	1000	3.181818	72.524	17.476
1591	1000	1.590909	57.824	32.176
1061	1000	1.060606	46.666	43.334
795	1000	0.795455	38.485	51.515
530	1000	0.530303	27.926	62.074
318	1000	0.318182	17.643	72.357
199	1000	0.198864	11.243	78.757
159	1000	0.159091	9.036	80.964

**Lampiran 4** Hasil pengukuran konsentrasi larutan (Yakult dan Air Mineral  
(1mL))

Frek(Hz)	Air	Y 0.4ML	Y 0.8ML	Y 1.2ML	Y 1.6ML	Y 2ML	Yakult
100	1899.8	1312.5	1285.7	1263.4	1257.9	1226.1	1186.9
130	1861	1296.2	1276.9	1240	1226.1	1217	1166.3
160	1851.7	1264.2	1249.3	1228.4	1204.9	1197.4	1151.9
190	1824.2	1268.2	1242.3	1207.1	1187.7	1172.9	1117.1
220	1812.8	1247.7	1218.5	1181	1161.3	1142.6	1079.4
250	1787	1226.9	1213.9	1162	1139.7	1128.4	1058.7
280	1769.2	1210.1	1197.4	1146.8	1115.1	1108.1	1037.8
310	1762.6	1207.9	1174.4	1128.4	1101.9	1090.9	1012.2
340	1746.2	1206.4	1159.8	1115.1	1081.4	1063.4	987.2
370	1730.9	1186.2	1144.7	1099.2	1066.7	1043.6	973.1
400	1726.6	1175.1	1136.1	1080.1	1052.8	1031.3	949.7
430	1719.1	1162.7	1124.1	1068	1029.4	1014.1	932.6
460	1712.7	1156.9	1118.5	1054.1	1021.1	993.4	915.3

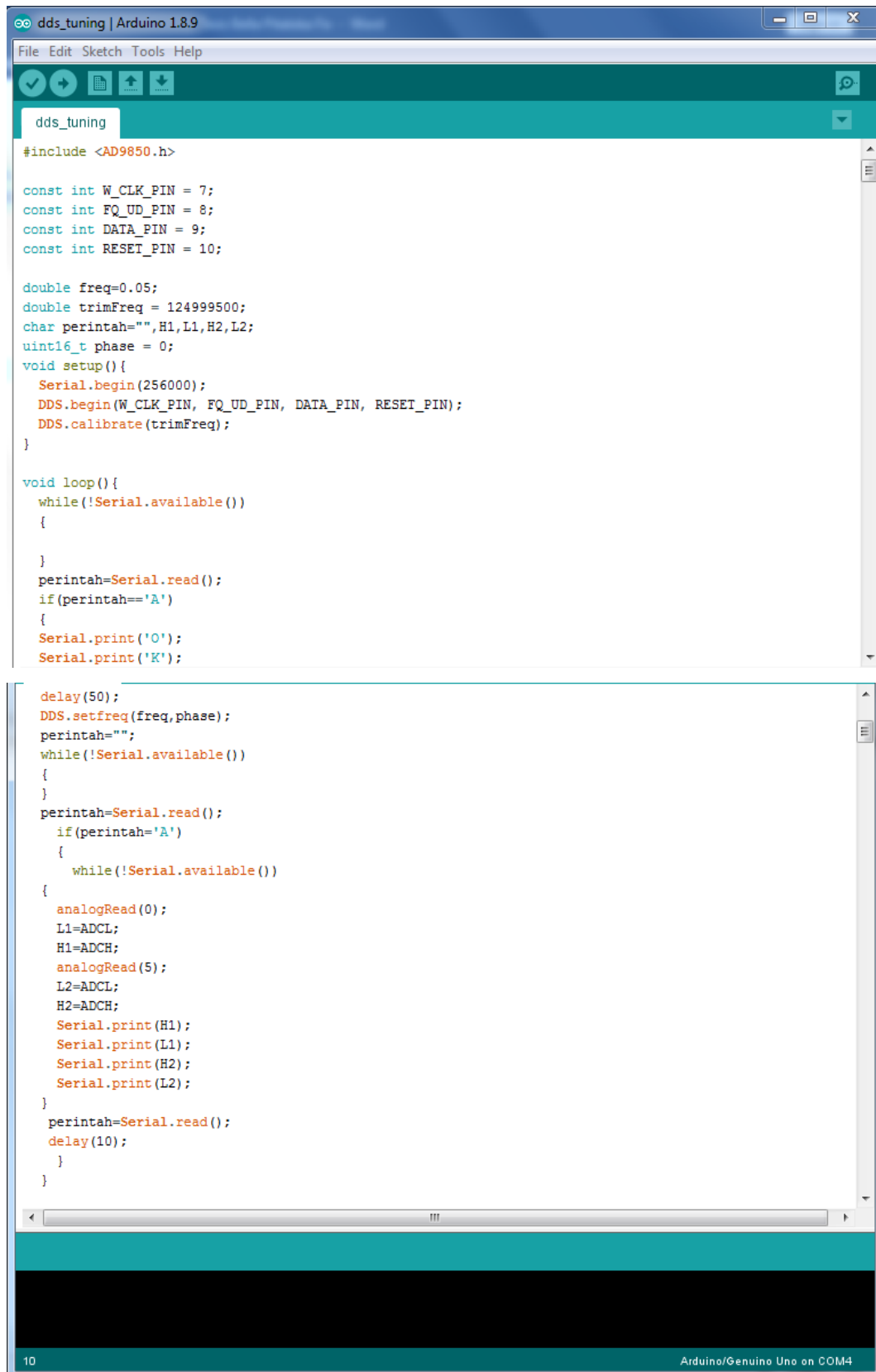
490	1709.5	1151.9	1103.3	1035.8	1006.5	985.3	898.9
520	1705.2	1140.4	1090.9	1030.7	992.8	970.1	880.6
550	1700.9	1135.4	1082.1	1015.3	977.4	957.4	866.4
580	1684	1129.1	1071.4	1004	964.6	949.7	846.6
610	1690.3	1123.4	1060	990.3	952.7	929.7	829.3
640	1678.8	1112.3	1056.7	980.4	942	918.8	822.6
670	1675.6	1104	1046.2	974.3	934.4	907.9	808.3
700	1673.5	1089.6	1033.2	962.2	918.8	897.8	792.8
730	1667.3	1093.7	1030.7	955	911.3	887.7	781.5
760	1668.3	1075.4	1025.5	945	900	879.5	766.1
790	1661	1072.7	1015.3	937.3	891.6	864.2	756.1
820	1665.2	1070	1004	928	886.6	856.7	745.8
850	1665.2	1066.7	1004	923.4	876.2	846.6	728.7
880	1652.8	1062	994.6	915.9	863.1	835.5	720.6
910	1655.9	1052.8	989	900	856.7	828.8	711.6
940	1653.8	1045.6	979.2	891.1	847.1	823.1	705
970	1638.4	1035.8	979.8	888.8	839.2	815.4	697.6
1000	1633.3	1035.8	974.9	886.1	830.9	806.3	684.2
1300	1618	994.6	920.5	825.2	766.1	738.3	612.9
1600	1603.9	960.4	891.6	783.5	717	684.6	555
1900	1589	941.4	858.8	746.7	679.9	648.4	513
2200	1579.1	919.9	834	717	646.4	612.2	473.3
2500	1571.2	898.9	820.6	698.4	622.6	587.8	452.2
2800	1577.1	891.6	800.3	674.8	609.1	569.8	435
3100	1564.4	881.1	787.9	659	587.5	553.6	417.2
3400	1558.5	865.8	776.7	648.4	575.1	535.3	401.8
3700	1556.6	857.2	768.9	638.3	560.9	526.3	393.4
4000	1555.6	854	758.9	629.2	551.5	516.9	382.7
4300	1559.5	846.1	752.8	616.8	544.7	506.9	376.8
4600	1550.7	836.6	743	611.8	532.9	499.7	367.3
4900	1544	829.3	740.2	605	527.6	492.3	361.4

5200	1544.9	828.8	731	600.8	519.8	488	356.4
5500	1549.8	819	726.5	593.4	515.6	483.4	352.4
5800	1546.9	819	723.7	590.4	514.3	478.3	347
6100	1544.9	820.6	720.6	579.4	506	473.9	341.8
6400	1544.9	812.9	718.8	578.7	505.7	470	339.7
6700	1545.9	809.4	714.3	575.8	499.4	465.9	334.8
7000	1542.1	806.3	709.9	574	496	460.7	333.2
7300	1542.1	805.3	707.2	567.3	494.1	459	331.1
7600	1544.9	803.3	706.3	568.3	494.1	455.3	329.4
7900	1538.2	800.3	703.2	566.2	485	451.3	324.3
8200	1538.2	795.3	701	561.6	484.6	450.8	324.7
8500	1539.2	797.3	699.7	558.8	482.2	447.7	319.3
8800	1544	790.9	697.1	554.7	480.4	446.3	319.7
9100	1543	793.3	694.5	553.6	477.1	442.4	316.9
9400	1544	786.4	693.6	552.9	475.7	441.3	315.4
9700	1534.4	791.9	690.2	549.1	475.9	439.9	315.4
10000	1533.4	786.9	691	547.1	474.8	440.2	313
13000	1542.1	775.2	671.9	530.6	456.4	422.2	300.5
16000	1544	767	666.9	523	449.7	416.1	293.5
19000	1533.4	763.7	655.3	513.3	440.5	408.4	288.9
22000	1544	756.1	650.4	507.9	436.9	403.1	284.5
25000	1544.9	752.3	649.2	505	433.1	400.3	282.9
28000	1539.2	746.7	642.3	502.5	429.3	395.4	280.1
31000	1537.2	744.8	643.1	499.1	426.7	398.6	279.2
34000	1544	744.8	633.2	496	425.6	395.1	278.3
37000	1541.1	737.9	632.4	495.7	423.2	393.4	277.6
40000	1545.9	737.9	634.4	492.9	422.4	392.9	276.9
43000	1541.1	739.7	635.6	493.8	420.1	390.2	275.6
46000	1550.7	744.8	634.8	497.8	423.5	390.7	278
49000	1556.6	739.7	632.4	492.9	422.2	390.2	277.1
52000	1552.7	737.9	633.6	492.3	419.8	390.5	274.5

55000	1554.6	738.3	632.4	493.8	421.4	390.9	276.2
58000	1558.5	739.3	632	492	420.3	389	276.8
61000	1555.6	737.4	633.6	492.6	420.8	389	277.8
64000	1566.3	737	633.6	491	420.3	389.5	276.8
67000	1559.5	736.5	631.2	489.5	417.7	388.7	275.2
70000	1557.5	731	626.9	488.9	419	386.1	277.1
73000	1562.4	731.5	628.1	489.8	419.5	390	277.8
76000	1561.4	731.5	628.5	491.4	416.7	387.8	277.8
79000	1552.7	730.1	625.3	488	419.5	388.7	277.3
82000	1557.5	729.2	621.8	489.2	418.5	387.8	277.1
85000	1547.8	730.1	624.2	487.4	418.7	387.5	279.2
88000	1553.7	725.5	622.2	486.8	417.2	389	280.4
91000	1545.9	727.4	622.2	488.6	419.3	391.4	280.9
94000	1546.9	728.7	622.2	489.8	422.2	390.5	281.1
97000	1536.3	721	618.3	485.9	418.5	390.7	282
100000	1535.3	722.8	620.3	489.8	418.7	391.9	283.2



## Lampiran 5 Screenshot program Mikrokontroler



```
dds_tuning | Arduino 1.8.9
File Edit Sketch Tools Help

#include <AD9850.h>

const int W_CLK_PIN = 7;
const int FQ_UD_PIN = 8;
const int DATA_PIN = 9;
const int RESET_PIN = 10;

double freq=0.05;
double trimFreq = 124999500;
char perintah="";
uint16_t phase = 0;
void setup(){
  Serial.begin(256000);
  DDS.begin(W_CLK_PIN, FQ_UD_PIN, DATA_PIN, RESET_PIN);
  DDS.calibrate(trimFreq);
}

void loop(){
  while(!Serial.available())
  {

  }

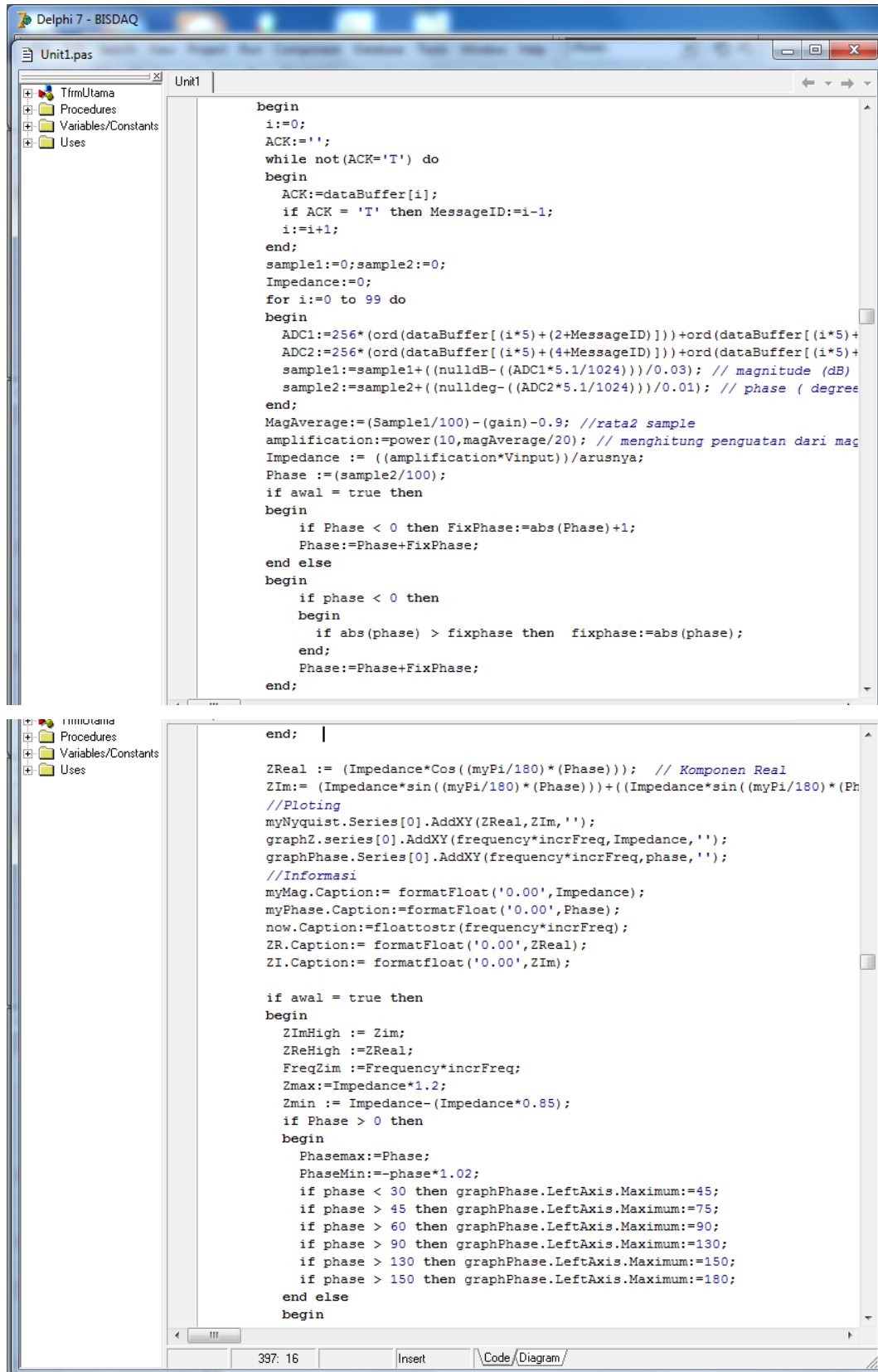
  perintah=Serial.read();
  if(perintah=='A')
  {
    Serial.print('O');
    Serial.print('K');

    delay(50);
    DDS.setfreq(freq,phase);
    perintah="";
    while(!Serial.available())
    {

    }
    perintah=Serial.read();
    if(perintah=='A')
    {
      while(!Serial.available())
      {
        analogRead(0);
        L1=ADCL;
        H1=ADCH;
        analogRead(5);
        L2=ADCL;
        H2=ADCH;
        Serial.print(H1);
        Serial.print(L1);
        Serial.print(H2);
        Serial.print(L2);
      }
      perintah=Serial.read();
      delay(10);
    }
  }
}
```

10 Arduino/Genuine Uno on COM4

## Lampiran 6 Screenshot program Penampil (Delphi 7)





## CMOS, 125 MHz Complete DDS Synthesizer

# AD9850

### FEATURES

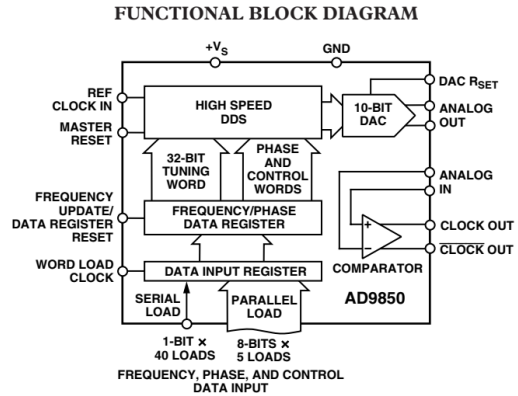
- 125 MHz Clock Rate
- On-Chip High Performance DAC and High Speed Comparator
- DAC SFDR > 50 dB @ 40 MHz  $A_{OUT}$
- 32-Bit Frequency Tuning Word
- Simplified Control Interface: Parallel Byte or Serial Loading Format
- Phase Modulation Capability
- 3.3 V or 5 V Single-Supply Operation
- Low Power: 380 mW @ 125 MHz (5 V)  
155 mW @ 110 MHz (3.3 V)
- Power-Down Function
- Ultrasmall 28-Lead SSOP Packaging

### APPLICATIONS

- Frequency/Phase—Agile Sine Wave Synthesis
- Clock Recovery and Locking Circuitry for Digital Communications
- Digitally Controlled ADC Encode Generator
- Agile Local Oscillator Applications

### GENERAL DESCRIPTION

The AD9850 is a highly integrated device that uses advanced DDS technology coupled with an internal high speed, high performance D/A converter and comparator to form a complete, digitally programmable frequency synthesizer and clock generator function. When referenced to an accurate clock source, the AD9850 generates a spectrally pure, frequency/phase programmable, analog output sine wave. This sine wave can be used directly as a frequency source, or it can be converted to a square wave for agile-clock generator applications. The AD9850's innovative high speed DDS core provides a 32-bit frequency tuning word, which results in an output tuning resolution of 0.0291 Hz for a 125 MHz reference clock input. The AD9850's circuit architecture allows the generation of output frequencies of up to one-half the reference clock frequency (or 62.5 MHz), and the output frequency can be digitally changed (asynchronously) at a rate of up to 23 million new frequencies per second. The device also provides five bits of digitally controlled phase modulation, which enables phase shifting of its output in increments of 180°, 90°, 45°, 22.5°,



11.25°, and any combination thereof. The AD9850 also contains a high speed comparator that can be configured to accept the (externally) filtered output of the DAC to generate a low jitter square wave output. This facilitates the device's use as an agile clock generator function.

The frequency tuning, control, and phase modulation words are loaded into the AD9850 via a parallel byte or serial loading format. The parallel load format consists of five iterative loads of an 8-bit control word (byte). The first byte controls phase modulation, power-down enable, and loading format; Bytes 2 to 5 comprise the 32-bit frequency tuning word. Serial loading is accomplished via a 40-bit serial data stream on a single pin. The AD9850 Complete DDS uses advanced CMOS technology to provide this breakthrough level of functionality and performance on just 155 mW of power dissipation (3.3 V supply).

The AD9850 is available in a space-saving 28-lead SSOP, surface-mount package. It is specified to operate over the extended industrial temperature range of -40°C to +85°C.

REV. H

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.  
Tel: 781/329-4700 [www.analog.com](http://www.analog.com)  
Fax: 781/326-8703 © 2004 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

## AD9850

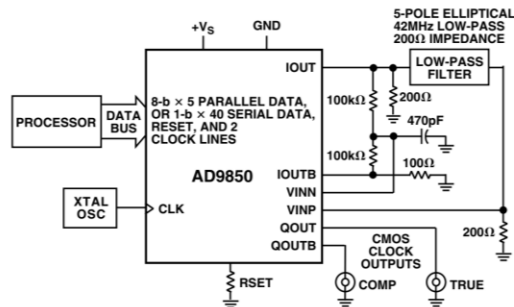


Figure 1. Basic AD9850 Clock Generator Application with Low-Pass Filter

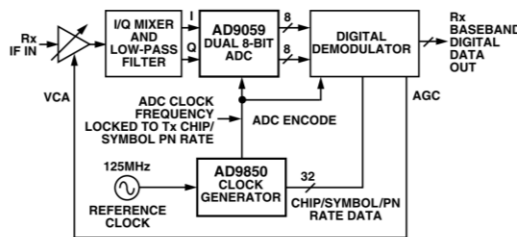
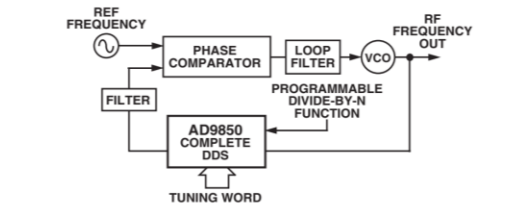
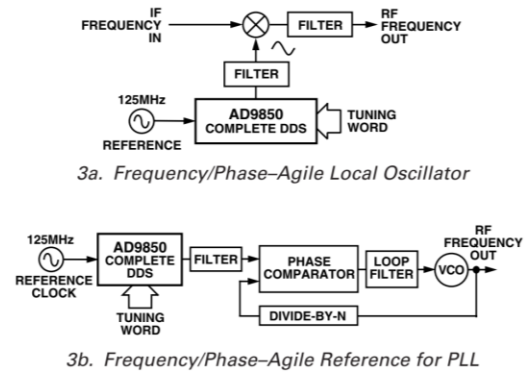


Figure 2. AD9850 Clock Generator Application in a Spread-Spectrum Receiver



3c. Digitally-Programmable Divide-by-N Function in PLL

Figure 3. AD9850 Complete DDS Synthesizer in Frequency Up-Conversion Applications

### THEORY OF OPERATION AND APPLICATION

The AD9850 uses direct digital synthesis (DDS) technology, in the form of a numerically controlled oscillator, to generate a frequency/phase-agile sine wave. The digital sine wave is converted to analog form via an internal 10-bit high speed D/A converter, and an on-board high speed comparator is provided to translate the analog sine wave into a low jitter TTL/CMOS compatible output square wave. DDS technology is an innovative circuit architecture that allows fast and precise manipulation of its output frequency under full digital control. DDS also enables very high resolution in the incremental selection of output frequency; the AD9850 allows an output frequency resolution of 0.0291 Hz with a 125 MHz reference clock applied. The AD9850's output waveform is phase continuous when changed.

The basic functional block diagram and signal flow of the AD9850 configured as a clock generator is shown in Figure 4.

The DDS circuitry is basically a digital frequency divider function whose incremental resolution is determined by the frequency of the reference clock divided by the  $2^N$  number of bits in the tuning word. The phase accumulator is a variable-modulus counter that increments the number stored in it each time it receives a clock pulse. When the counter overflows, it wraps around, making the phase accumulator's output contiguous.

The frequency tuning word sets the modulus of the counter, which effectively determines the size of the increment ( $\Delta$  Phase) that is added to the value in the phase accumulator on the next clock pulse. The larger the added increment, the faster the accumulator overflows, which results in a higher output frequency. The AD9850 uses an innovative and proprietary algorithm that mathematically converts the 14-bit truncated value of the phase accumulator to the appropriate COS value. This unique algorithm uses a much reduced ROM look-up table and DSP techniques to perform this function, which contributes to the small size and low power dissipation of the AD9850. The relationship of the output frequency, reference clock, and tuning word of the AD9850 is determined by the formula

$$f_{OUT} = (\Delta \text{ Phase} \times CLKIN) / 2^{32}$$

where:

$\Delta$  Phase is the value of the 32-bit tuning word.

CLKIN is the input reference clock frequency in MHz.

$f_{OUT}$  is the frequency of the output signal in MHz.

The digital sine wave output of the DDS block drives the internal high speed 10-bit D/A converter that reconstructs the sine wave in analog form. This DAC has been optimized for dynamic performance and low glitch energy as manifested in the low jitter performance of the AD9850. Because the output of the

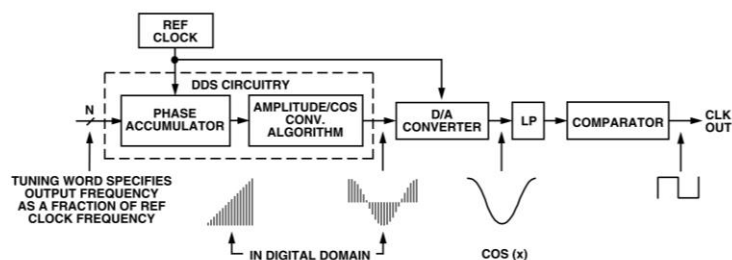


Figure 4. Basic DDS Block Diagram and Signal Flow of AD9850

AD9850 is a sampled signal, its output spectrum follows the Nyquist sampling theorem. Specifically, its output spectrum contains the fundamental plus aliased signals (images) that occur at multiples of the reference clock frequency  $\pm$  the selected output frequency. A graphical representation of the sampled spectrum, with aliased images, is shown in Figure 5.

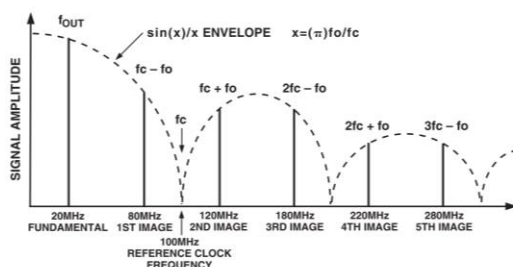


Figure 5. Output Spectrum of a Sampled Signal

In this example, the reference clock is 100 MHz and the output frequency is set to 20 MHz. As can be seen, the aliased images are very prominent and of a relatively high energy level as determined by the  $\sin(x)/x$  roll-off of the quantized D/A converter output. In fact, depending on the  $f_o$ /reference clock relationship, the first aliased image can be on the order of  $-3$  dB below the fundamental. A low-pass filter is generally placed between the output of the D/A converter and the input of the comparator to further suppress the effects of aliased images. Obviously, consideration must be given to the relationship of the selected output frequency and the reference clock frequency to avoid unwanted (and unexpected) output anomalies.

To apply the AD9850 as a clock generator, limit the selected output frequency to  $<33\%$  of reference clock frequency, and thereby avoid generating aliased signals that fall within, or close to, the output band of interest (generally dc-selected output frequency). This practice eases the complexity (and cost) of the external filter requirement for the clock generator application.

The reference clock frequency of the AD9850 has a minimum limitation of 1 MHz. The device has internal circuitry that senses when the minimum clock rate threshold has been exceeded

and automatically places itself in the power-down mode. When in this state, if the clock frequency again exceeds the threshold, the device resumes normal operation. This shutdown mode prevents excessive current leakage in the dynamic registers of the device.

The D/A converter output and comparator inputs are available as differential signals that can be flexibly configured in any manner desired to achieve the objectives of the end system. The typical application of the AD9850 is with single-ended output/input analog signals, a single low-pass filter, and the generation of the comparator reference midpoint from the differential DAC output as shown in Figure 1.

#### Programming the AD9850

The AD9850 contains a 40-bit register that is used to program the 32-bit frequency control word, the 5-bit phase modulation word, and the power-down function. This register can be loaded in a parallel or serial mode.

In the parallel load mode, the register is loaded via an 8-bit bus; the full 40-bit word requires five iterations of the 8-bit word. The  $W\_CLK$  and  $FQ\_UD$  signals are used to address and load the registers. The rising edge of  $FQ\_UD$  loads the (up to) 40-bit control data-word into the device and resets the address pointer to the first register. Subsequent  $W\_CLK$  rising edges load the 8-bit data on words [7:0] and move the pointer to the next register. After five loads,  $W\_CLK$  edges are ignored until either a reset or an  $FQ\_UD$  rising edge resets the address pointer to the first register.

In serial load mode, subsequent rising edges of  $W\_CLK$  shift the 1-bit data on Pin 25 (D7) through the 40 bits of programming information. After 40 bits are shifted through, an  $FQ\_UD$  pulse is required to update the output frequency (or phase).

The function assignments of the data and control words are shown in Table III; the detailed timing sequence for updating the output frequency and/or phase, resetting the device, and powering up/down, are shown in the timing diagrams of Figures 6 through 12.

Note: There are specific control codes, used for factory test purposes, that render the AD9850 temporarily inoperable. The user must take deliberate precaution to avoid inputting the codes listed in Table II.



Table II. Factory Reserved Internal Test Control Codes

Loading Format	Factory Reserved Codes
Parallel	1) W0 = XXXXXX10 2) W0 = XXXXXX01
Serial	1) W32 = 1; W33 = 0 2) W32 = 0; W33 = 1 3) W32 = 1; W33 = 1

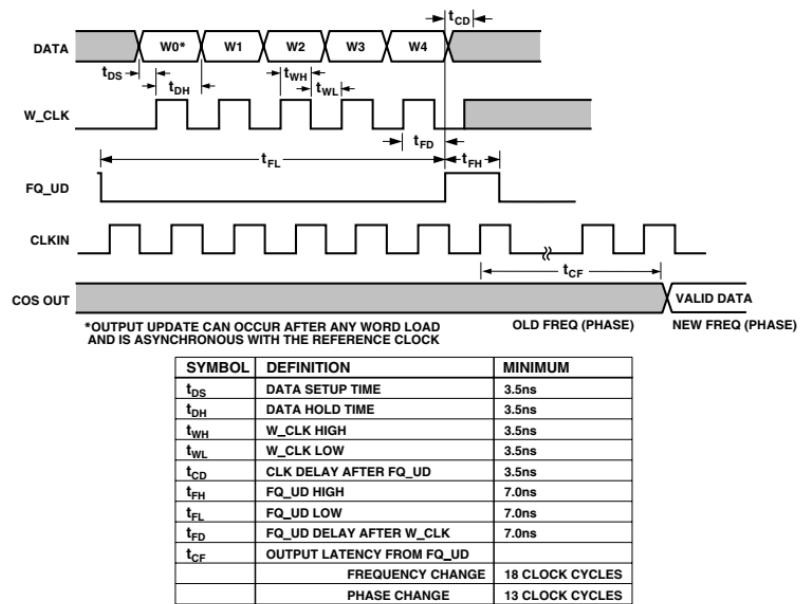


Figure 6. Parallel Load Frequency/Phase Update Timing Sequence

Table III. 8-Bit Parallel Load Data/Control Word Functional Assignment

Word	Data[7]	Data[6]	Data[5]	Data[4]	Data[3]	Data[2]	Data[1]	Data[0]
W0	Phase-b4 (MSB)	Phase-b3	Phase-b2	Phase-b1	Phase-b0 (LSB)	Power-Down	Control	Control
W1	Freq-b31 (MSB)	Freq-b30	Freq-b29	Freq-b28	Freq-b27	Freq-b26	Freq-b25	Freq-b24
W2	Freq-b23	Freq-b22	Freq-b21	Freq-b20	Freq-b19	Freq-b18	Freq-b17	Freq-b16
W3	Freq-b15	Freq-b14	Freq-b13	Freq-b12	Freq-b11	Freq-b10	Freq-b9	Freq-b8
W4	Freq-b7	Freq-b6	Freq-b5	Freq-b4	Freq-b3	Freq-b2	Freq-b1	Freq-b0 (LSB)

## AD8302

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS<sup>1</sup>

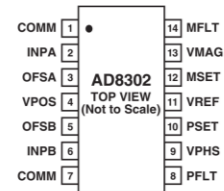
Supply Voltage $V_S$	5.5 V
PSET, MSET Voltage	$V_S + 0.3$ V
INPA, INPB Maximum Input	-3 dBV
Equivalent Power Re. 50 $\Omega$	10 dBm
$\theta_{JA}$ <sup>2</sup>	150°C/W
Maximum Junction Temperature	125°C
Operating Temperature Range	-40°C to +85°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature Range (Soldering 60 sec)	300°C

### NOTES

<sup>1</sup>Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

<sup>2</sup>JEDEC 1S Standard (2-layer) board data.

### PIN CONFIGURATION



### PIN FUNCTION DESCRIPTIONS

Pin No.	Mnemonic	Function	Equivalent Circuit
1, 7	COMM	Device Common. Connect to low impedance ground.	
2	INPA	High Input Impedance to Channel A. Must be ac-coupled.	Circuit A
3	OFSA	A capacitor to ground at this pin sets the offset compensation filter corner and provides input decoupling.	Circuit A
4	VPOS	Voltage Supply ( $V_S$ ), 2.7 V to 5.5 V	
5	OFSB	A capacitor to ground at this pin sets the offset compensation filter corner and provides input decoupling.	Circuit A
6	INPB	Input to Channel B. Same structure as INPA.	Circuit A
8	PFLT	Low Pass Filter Terminal for the Phase Output	Circuit E
9	VPHS	Single-Ended Output Proportional to the Phase Difference between INPA and INPB.	Circuit B
10	PSET	Feedback Pin for Scaling of VPHS Output Voltage in Measurement Mode. Apply a setpoint voltage for controller mode.	Circuit D
11	VREF	Internally Generated Reference Voltage (1.8 V Nominal)	Circuit C
12	MSET	Feedback Pin for Scaling of VMAG Output Voltage Measurement Mode. Accepts a set point voltage in controller mode.	Circuit D
13	VMAG	Single-Ended Output. Output voltage proportional to the decibel ratio of signals applied to INPA and INPB.	Circuit B
14	MFLT	Low Pass Filter Terminal for the Magnitude Output	Circuit E

### CAUTION

ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although the AD8302 features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.



## GENERAL DESCRIPTION AND THEORY

The AD8302 measures the magnitude ratio, defined here as gain, and phase difference between two signals. A pair of matched logarithmic amplifiers provide the measurement, and their hard-limited outputs drive the phase detector.

## Basic Theory

Logarithmic amplifiers (log amps) provide a logarithmic compression function that converts a large range of input signal levels to a compact decibel-scaled output. The general mathematical form is:

$$V_{OUT} = V_{SLP} \log(V_{IN} / V_Z) \quad (1)$$

where  $V_{IN}$  is the input voltage,  $V_Z$  is called the intercept (voltage), and  $V_{SLP}$  is called the slope (voltage). It is assumed throughout that  $\log(x)$  represents the  $\log_{10}(x)$  function.  $V_{SLP}$  is thus the volts/decade, and since a decade of voltage corresponds to 20 dB,  $V_{SLP}/20$  is the volts/dB.  $V_Z$  is the value of input signal that results in an output of zero and need not correspond to a physically realizable part of the log amp signal range. While the slope is fundamentally a characteristic of the log amp, the intercept is a function of the input waveform as well.<sup>1</sup> Furthermore, the intercept is typically more sensitive to temperature and frequency than the slope. When single log amps are used for power measurement, this variability introduces errors into the absolute accuracy of the measurement since the intercept represents a reference level.

The AD8302 takes the difference in the output of two identical log amps, each driven by signals of similar waveforms but at different levels. Since subtraction in the logarithmic domain corresponds to a ratio in the linear domain, the resulting output becomes:

$$V_{MAG} = V_{SLP} \log(V_{INA} / V_{INB}) \quad (2)$$

where  $V_{INA}$  and  $V_{INB}$  are the input voltages,  $V_{MAG}$  is the output corresponding to the magnitude of the signal level difference, and  $V_{SLP}$  is the slope. Note that the intercept,  $V_Z$ , has dropped out. Unlike the measurement of power, when measuring a dimensionless quantity such as relative signal level, no independent reference or intercept need be invoked. In essence, one signal serves as the intercept for the other. Variations in intercept due to frequency, process, temperature, and supply voltage affect both channels identically and hence do not affect the difference. This technique depends on the two log amps being well matched in slope and intercept to ensure cancellation. This is the case for an integrated pair of log amps. Note that if the two signals have different waveforms (e.g., different peak-to-average ratios) or different frequencies, an intercept difference may appear, introducing a systematic offset.

The log amp structure consists of a cascade of linear/limiting gain stages with demodulating detectors. Further details about the structure and function of log amps can be found in data sheets for other log amps produced by Analog Devices.<sup>2</sup> The output of the final stage of a log amp is a fully limited signal over most of the input dynamic range. The limited outputs from both log amps drive an exclusive-OR style digital phase detector. Operating strictly on the relative zero-crossings of the limited signals, the extracted phase difference is independent of the original input signal levels. The phase output has the general form:

## NOTES

<sup>1</sup>See the data sheet for the AD640 for a description of the effect of waveform on the intercept of log amps.

<sup>2</sup>For example, see the data sheet for the AD8307.

REV. B

$$V_{PHS} = V_{\Phi} [\Phi(V_{INA}) - \Phi(V_{INB})] \quad (3)$$

where  $V_{\Phi}$  is the phase slope in mV/degree and  $\Phi$  is each signal's relative phase in degrees.

## Structure

The general form of the AD8302 is shown in Figure 2. The major blocks consist of two demodulating log amps, a phase detector, output amplifiers, a biasing cell, and an output reference voltage buffer. The log amps and phase detector process the high frequency signals and deliver the gain and phase information in current form to the output amplifiers. The output amplifiers determine the final gain and phase scaling. External filter capacitors set the averaging time constants for the respective outputs. The reference buffer provides a 1.80 V reference voltage that tracks the internal scaling constants.

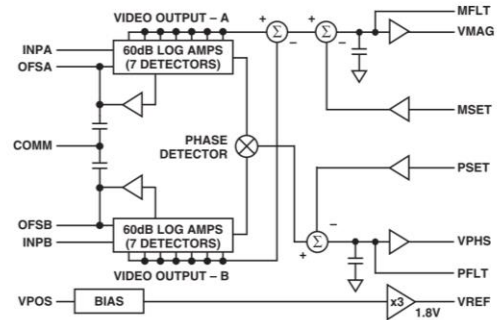


Figure 2. General Structure

Each log amp consists of a cascade of six 10 dB gain stages with seven associated detectors. The individual gain stages have 3 dB bandwidths in excess of 5 GHz. The signal path is fully differential to minimize the effect of common-mode signals and noise. Since there is a total of 60 dB of cascaded gain, slight dc offsets can cause limiting of the latter stages, which may cause measurement errors for small signals. This is corrected by a feedback loop. The nominal high-pass corner frequency,  $f_{HP}$ , of this loop is set internally at 200 MHz but can be lowered by adding external capacitance to the OFSA and OFSB pins. Signals at frequencies well below the high-pass corner are indistinguishable from dc offsets and are also nulled. The difference in the log amp outputs is performed in the current domain, yielding by analogy to Equation 2:

$$I_{LA} = I_{SLP} \log(V_{INA} / V_{INB}) \quad (4)$$

where  $I_{LA}$  and  $I_{SLP}$  are the output current difference and the characteristic slope (current) of the log amps, respectively. The slope is derived from an accurate reference designed to be insensitive to temperature and supply voltage.

The phase detector uses a fully symmetric structure with respect to its two inputs to maintain balanced delays along both signal paths. Fully differential signaling again minimizes the sensitivity to common-mode perturbations. The current-mode equivalent to Equation 3 is:

$$I_{PD} = I_{\Phi} [\Phi(V_{INA}) - \Phi(V_{INB}) - 90^\circ] \quad (5)$$

where  $I_{PD}$  and  $I_{\Phi}$  are the output current and characteristic slope associated with the phase detector, respectively. The slope is derived from the same reference as the log amp slope.



## AD8302

Note that by convention, the phase difference is taken in the range from  $-180^\circ$  to  $+180^\circ$ . Since this style of phase detector does not distinguish between  $\pm 90^\circ$ , it is considered to have an unambiguous  $180^\circ$  phase difference range that can be either  $0^\circ$  to  $+180^\circ$  centered at  $+90^\circ$  or  $0^\circ$  to  $-180^\circ$  centered at  $-90^\circ$ .

The basic structure of both output interfaces is shown in Figure 3. It accepts a setpoint input and includes an internal integrating/averaging capacitor and a buffer amplifier with gain K. External access to these setpoints provides for several modes of operation and enables flexible tailoring of the gain and phase transfer characteristics. The setpoint interface block, characterized by a transresistance  $R_F$ , generates a current proportional to the voltage presented to its input pin, MSET or PSET. A precise offset voltage of 900 mV is introduced internally to establish the center-point ( $V_{CP}$ ) for the gain and phase functions, i.e., the setpoint voltage that corresponds to a gain of 0 dB and a phase difference of  $90^\circ$ . This setpoint current is subtracted from the signal current,  $I_{IN}$ , coming from the log amps in the gain channel or from the phase detector in the phase channel. The resulting difference is integrated on the averaging capacitors at either pin MFLT or PFLT and then buffered by the output amplifier to the respective output pins, VMAG and VPHS. With this open-loop arrangement, the output voltage is a simple integration of the difference between the measured gain/phase and the desired setpoint:

$$V_{OUT} = R_F(I_{IN} - I_{FB}) / (sT) \quad (6)$$

where  $I_{FB}$  is the feedback current equal to  $(V_{SET} - V_{CP})/R_F$ ,  $V_{SET}$  is the setpoint input, and  $T$  is the integration time constant equal to  $R_F C_{AVE}/K$ , where  $C_{AVE}$  is the parallel combination of the internal 1.5 pF and the external capacitor  $C_{FLT}$ .

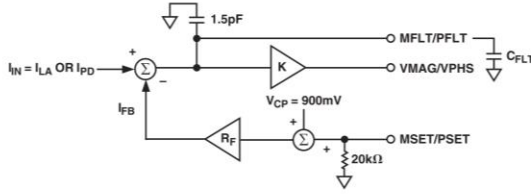


Figure 3. Simplified Block Diagram of the Output Interface

### BASIC CONNECTIONS

#### Measurement Mode

The basic function of the AD8302 is the direct measurement of gain and phase. When the output pins, VMAG and VPHS, are connected directly to the feedback setpoint input pins, MSET and PSET, the default slopes and center points are invoked. This basic connection shown in Figure 4 is termed the measurement mode. The current from the setpoint interface is forced by the integrator to be equal to the signal currents coming from the log amps and phase detector. The closed loop transfer function is thus given by:

$$V_{OUT} = (I_{IN} R_F + V_{CP}) / (1 + sT) \quad (7)$$

The time constant  $T$  represents the single-pole response to the envelope of the dB-scaled gain and the degree-scaled phase functions. A small internal capacitor sets the maximum envelope bandwidth to approximately 30 MHz. If no external  $C_{FLT}$  is used, the AD8302 can follow the gain and phase envelopes within this bandwidth. If longer averaging is desired,  $C_{FLT}$  can be added as necessary according to  $T$  (ns) =  $3.3 \times C_{AVE}$  (pF). For best transient response with minimal overshoot, it is recommended that 1 pF minimum value external capacitors be added to the MFLT and PFLT pins.

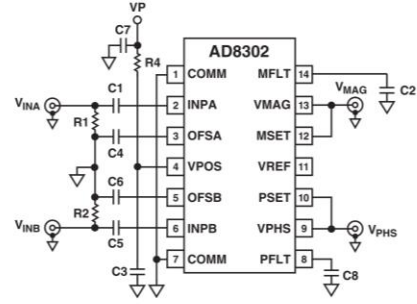


Figure 4. Basic Connections in Measurement Mode with 30 mV/dB and 10 mV/Degree Scaling

In the low frequency limit, the gain and phase transfer functions given in Equations 4 and 5 become:

$$V_{MAG} = R_F I_{SLP} \log(V_{INA} / V_{INB}) + V_{CP} \text{ or} \quad (8a)$$

$$V_{MAG} = (R_F I_{SLP} / 20) (P_{INA} - P_{INB}) + V_{CP} \quad (8b)$$

$$V_{PHS} = -R_F I_\Phi (|\Phi(V_{INA}) - \Phi(V_{INB})| - 90^\circ) + V_{CP} \quad (9)$$

which are illustrated in Figure 5. In Equation 8b,  $P_{INA}$  and  $P_{INB}$  are the power in dBm equivalent to  $V_{INA}$  and  $V_{INB}$  at a specified reference impedance. For the gain function, the slope represented by  $R_F I_{SLP}$  is 600 mV/decade or, dividing by 20 dB/decade, 30 mV/dB. With a center point of 900 mV for 0 dB gain, a range of  $-30$  dB to  $+30$  dB covers the full-scale swing from 0 V to 1.8 V. For the phase function, the slope represented by  $R_F I_\Phi$  is 10 mV/degree. With a center point of 900 mV for  $90^\circ$ , a range of  $0^\circ$  to  $180^\circ$  covers the full-scale swing from 1.8 V to 0 V. The range of  $0^\circ$  to  $-180^\circ$  covers the same full-scale swing but with the opposite slope.

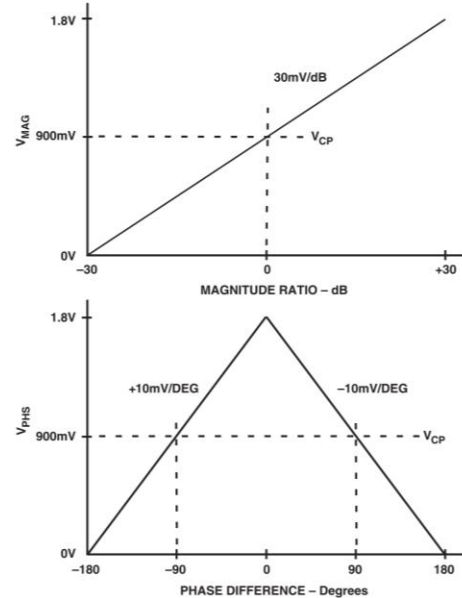


Figure 5. Idealized Transfer Characteristics for the Gain and Phase Measurement Mode

**AD8302**

The AD8302 is a fully integrated RF IC that measures the relative amplitude and phase of two independent input signals. The device is characterized in the AD8302 data sheet for use over the common cellular bands (900 MHz, 1.8 GHz, and 2.2 GHz) and can be used from low frequencies up to 2.7 GHz. The AD8302 integrates two closely matched wideband demodulating logarithmic amplifiers, a wideband digital phase detector, a precision 1.8V reference, and analog output scaling circuits. The applied input signals can range from -60 dBm to 0 dBm (re: 50  $\Omega$ ), corresponding to a 60 dB dynamic range. The output provides an accurate amplitude measurement over  $\pm 30$  dB range scaled to 30 mV/dB and the phase measurement over a  $0^\circ$  to  $180^\circ$  range scaled to 10 mV/degree.

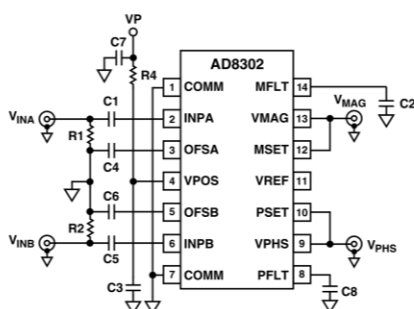


Figure 46. AD8302 Basic Connections

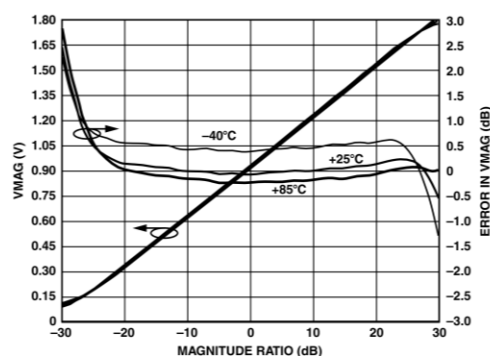


Figure 47. AD8302 Log Slope and Error at 100 MHz

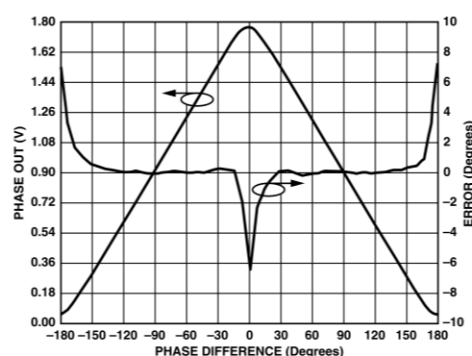


Figure 48. AD8302 Phase Output and Nonlinearity

The modification of the input circuitry for the AD8302 to operate at low frequencies is similar to that required for the single-channel log amps. Figure 49 shows the modification necessary for low frequency operation.

The input coupling capacitors,  $C_C$ , determine the high-pass corner frequency at INPA and OFSA, as do their counterparts in the second log channel, INPB and OFSB. Increasing these capacitor values enables improved performance of the AD8302 at low frequencies.

Table XIV. AD8302 Gain –  $C_C = 10 \mu\text{F}$ ,  $C_{FLT} = 1 \mu\text{F}$ 

	VMAG			
$P_{IN}$ (dBm)	20 Hz	100 Hz	500 Hz	1 kHz
Slope (v/dB)	0.03072	0.029585714	0.02964	0.029603333
Intercept (dBm)	-30.82379955	-31.51145534	-31.50641271	-31.5572116

Table XV. AD8302 Phase –  $C_C = 10 \mu\text{F}$ ,  $C_{FLT} = 1 \mu\text{F}$ 

	VPHS			
$P_{IN}$ (dBm)	20 Hz	100 Hz	500 Hz	1 kHz
P_Slope	0.011031515	0.011037576	0.011032121	0.011036813
N_Slope	-0.010994545	-0.011036813	-0.011024545	-0.01104
PS_Intercept	-171.4731041	-174.7615324	-169.96435	-174.3398531
NS_Intercept	177.664949	173.4617513	178.4263471	173.9210955

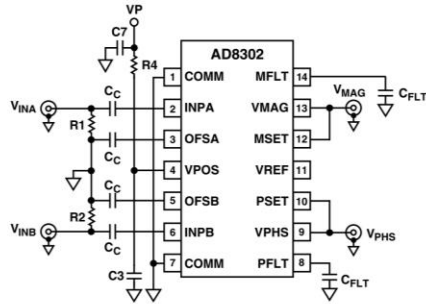


Figure 49. AD8302 Connections for Low Frequency Operation

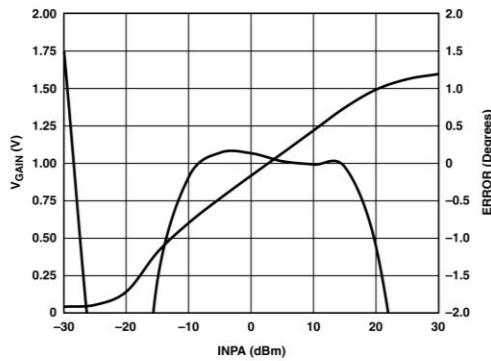


Figure 50. AD8302 Gain Output and Conformance at 10 kHz for  $C_C = 1 \mu F$

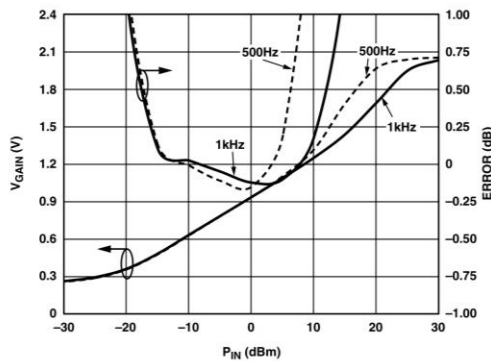


Figure 51. AD8302 Gain Output and Conformance for  $C_C = 4.7 \mu F$

A  $1 \mu F$  capacitor was also used at the MFLT and PFLT pins to reduce ripple in the dc output voltage from Pins VMAG and VPHS. This is necessary only to the degree that ripple is unacceptable.

Figures 50 through 57 show the effects on measurements of gain and relative phase for various values of  $C_C$ . Larger capacitor values ( $\geq 10 \mu F$ ) are required to measure input signals in the 10s of Hz range. Using  $10 \mu F$  input coupling capacitors and applying 100 Hz input signals to each channel,  $\pm 0.5$  dB accuracy was achieved over a 30 dB range when measuring gain. Phase accuracy was  $\pm 1^\circ$  for a  $150^\circ$  range.

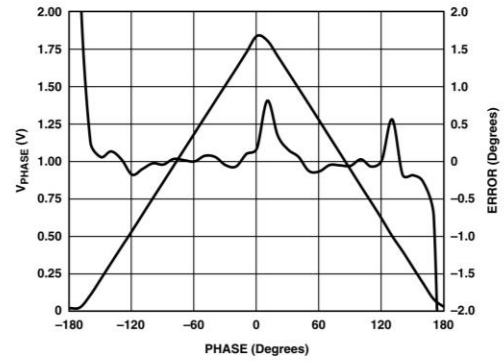


Figure 52. AD8302 Phase Output and Conformance at 10 kHz for  $C_C = 1 \mu F$

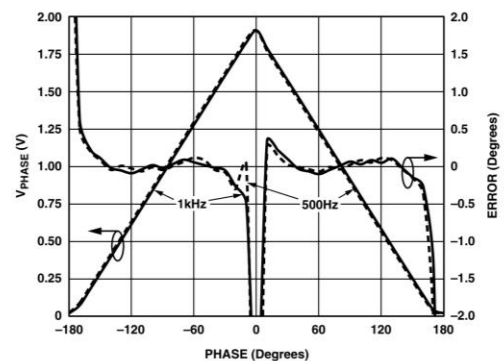


Figure 53. AD8302 Phase Output and Conformance for  $C_C = 4.7 \mu F$

## **Lampiran 9** Publikasi Jurnal 1

## **Lampiran 10 Publikasi Jurnal 2**

## Lampiran 11 Sertifikat Bebas Plagiasi

**plagiarism-detector**  
Cutting-edge class tool for plagiarism detection and prevention

19 1101 T

KEMENTERIAN RISET, TEKNOLOGI, DAN PENDIDIKAN TINGGI  
UNIVERSITAS BRAWIJAYA  
PASCASARJANA

**SERTIFIKAT BEBAS PLAGIASI**  
Nomor: 3207/UN10.F40/PN/2019  
Sertifikat ini diberikan kepada:

Nama : Bella Pitaloka  
NIM : 166090300011007  
Program Studi : Program Magister Fisika  
Fakultas : Fakultas Matematika dan Ilmu Pengetahuan Alam  
Universitas : Universitas Brawijaya

Dengan Judul Tesis  
**Pengembangan Bioelectrical Impedance Spectrometer yang Bekerja Secara Cepat dengan Fasilitas Bode dan Nyquist Plot**

Telah dideteksi tingkat plagiasinya secara online pada tanggal **27 Desember 2019** dan dinyatakan **bebas plagiasi** dengan kriteria toleransi  $\leq 5\%$ .

Malang, 27 Desember 2019  
Ketua Badan Penerbitan Jurnal

Direktur  
Prof. Dr. Marjono, M.Phil  
NIP. 196211161988031004

Indah Yanti, S.Si., M.Si.  
NIP. 19791129 200501 2 002